



Titre: Études sur la reconfigurabilité d'antennes à réflecteur basée sur
Title: l'utilisation de réseaux transmetteurs

Auteur: Hoda Nematollahi
Author:

Date: 2016

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Nematollahi, H. (2016). Études sur la reconfigurabilité d'antennes à réflecteur
Citation: basée sur l'utilisation de réseaux transmetteurs [Thèse de doctorat, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/2292/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/2292/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDES SUR LA RECONFIGURABILITÉ D'ANTENNES À RÉFLECTEUR BASÉE
SUR L'UTILISATION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS

HODA NEMATOLLAHI
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 2016

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

ÉTUDES SUR LA RECONFIGURABILITÉ D'ANTENNES À RÉFLECTEUR BASÉE
SUR L'UTILISATION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS

présentée par : NEMATOLLAHI Hoda

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiæ Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. AKYEL Cevdet, D. Sc. A., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. CALUZ Christophe, Ph. D., membre

M. CLÉNET Michel, Ph. D., membre externe

DÉDICACE

*Aux ondes
...À la Musique*

REMERCIEMENTS

Mon travail de doctorat se résume en une thèse et des articles, qui, je l'espère, engendreront de nouvelles recherches.

D'autre part, cette période d'études doctorales représente un chapitre important de ma vie où j'ai été accompagnée, aidée, conseillée et encouragée par un très grand nombre de personnes. Si je voulais tout en nommant ces gens, si importants pour moi, écrire quelques phrases sur le rôle de chacun dans cette formidable aventure, cette page de remerciements se transformerait en le plus long chapitre de ma thèse. Donc, je me contente de les nommer pour qu'ils apparaissent dans ma thèse, de la même façon qu'ils m'accompagneront toujours dans la pensée. Je commence par mon directeur de thèse et mentor, le professeur Jean-Jacques Laurin qui a non seulement guidé mes pas, mais qui m'a également appris à analyser et comprendre les problèmes tout en m'accompagnant tant dans les réussites que les défis. J'espère avoir appris un peu de sa sagesse et de sa bonté.

Je remercie aussi chaleureusement les membres du Jury qui ont accepté de lire ma thèse.

À Polytechnique, je remercie particulièrement Mesdames Claudette Fortier, Nathalie Lévesque, Karine Deshays et le personnel du registrariat qui m'ont toujours si bien accueillie et aidée. Je remercie Nancy Dufort qui est devenue mon amie, Alain Papineau et Gilbert qui m'ont toujours supportée pendant mon travail dans leur section, les techniciens de PolyGrames qui ont fabriqué et mesuré mes antennes et mes collègues de recherche qui n'ont jamais hésité à répondre à mes questions et à m'envoyer les documents dont j'avais besoin, même quand ils avaient déjà quitté Polytechnique : Marc-André Joyal, Francis Siaka, Alvaro, Ramin Deban et Samer Abielmona.

Je remercie Leandro Rufail qui est non seulement mon ami, mais qui a pendant toutes ces années supportées mes conversations à tout moment et qui n'a jamais hésité à prendre un café avec moi quand j'avais besoin d'être réconfortée.

Une très belle période de mon travail s'est déroulée en Espagne dans le groupe du Professeur José Antonio Encinar. Je tiens à exprimer toute ma gratitude pour l'accueil chaleureux qu'ils m'ont réservé : les professeurs Mariano Barba, Jesus Rebollard, Jose-Ramon Montejo Garai, Enrique Page et Carmen ainsi que mes compagnons de bureau : Gerardo, Ignacio et Carlos. Je n'omets pas Monsieur Legay qui a tout fait pour rendre mon stage à Thales possible et qui m'a permis d'oser rêver de mettre un jour en pratique ma recherche dans le domaine spatial. Un remerciement tout spécial à Madame Virginie Dupessey et au Dr. Yan Brand de MDA qui n'ont cessé de m'encourager et de m'inciter à terminer ma thèse et qui ont rendu possible ce mariage exigeant entre travail et étude. Merci, Yan, pour toutes nos conversations scien-

tifiques, tes conseils et les chocolats Lindt, et merci, Virginie, pour ta compréhension envers ma situation.

Un petit clin d'œil à la musique qui a été ma consolation et mon moteur à tout moment. Robin et Gisèle qui m'ont accueillie dans leur groupe et chez eux, et ma harpe qui m'a accompagnée depuis le début de mon doctorat. Les professeurs de Polytechnique qui ont partagé leur amour pour la musique avec moi : les professeurs Haccoun et Cardinal.

Soledad, qui m'a donné le petit coup nécessaire pour m'envoyer en Espagne, Lyne, Patrice, Milena et Alex, et ma chère Fabienne qui m'a toujours écoutée et encouragée et qui a toujours été là pour moi. Merci à vous pour votre amitié inestimable. Vous formez ma famille du Canada.

Je remercie toute ma famille. Une pensée spéciale vers mon cher grand-père, mes parents, mon frère et Mahdi qui m'ont soutenue et encouragée durant ces années de proche et de loin. Ma mère qui m'aurait terminé ma thèse depuis longtemps si ses pensées vers moi se transformaient en mots et résultats de recherche. Un clin d'œil à mon père qui a lu mon premier article et qui voudra certainement lire ma thèse. Je ne doute pas qu'il me posera les questions les plus difficiles par la suite !

Je finirai par une pensée particulière envers la personne sans qui tout ceci n'aurait été possible. La personne qui m'a enseigné les antennes pour la première fois et qui me les a fait aimer, le professeur S. M. Aboutorab.

Dans mon coeur et dans mes pensées, Pedar Jan, mon grand-père qui nous a quitté aujourd'hui.

RÉSUMÉ

De nombreuses applications civiles et militaires des communications par satellite nécessitent des antennes à faisceau reconfigurable (dépointage de faisceau, faisceau formé, formation de zéros). La possibilité de changement de la forme du faisceau donnerait aux satellites une flexibilité de couverture, et la possibilité de se protéger contre certaines sources de brouillage. La reconfiguration n'est normalement possible qu'avec des sources multiples et des réseaux complexes et coûteux de formation de faisceau.

Le principal objectif de cette thèse est de démontrer la faisabilité de formation de faisceau par l'ajout de réseaux transmetteurs (RTs) passifs à une configuration traditionnelle d'antenne à réflecteur illuminé par une seule source. Bien que les concepts proposés ne soient pas restreints à une plage de fréquence particulière, les prototypes présentés sont conçus pour la bande Ka car celle-ci est envisagée pour de nombreuses applications de communication.

Le réseau transmetteur est constitué de cellules élémentaires, illuminées par une source primaire. Chaque cellule applique un déphasage au rayon reçu. Le contrôle de la phase de l'onde transmise permet de former la distribution en phase et en amplitude sur le réflecteur parabolique. Le désavantage des réseaux transmetteurs est leur largeur de bande limitée. Dans le but de pouvoir utiliser les RTs dans des systèmes à large bande, il convient donc de concevoir des cellules élémentaires à large bande. Une méthode de conception de cellules de transmission est proposée qui permet une grande flexibilité sur le choix des géométries des éléments. Des cellules élémentaires à 4 couches ont ensuite été développées avec une largeur de bande améliorée. Les cellules choisies ont des comportements inductifs et capacitifs. Elles sont imprimées sur des couches de substrat flexibles, séparées par des couches d'air d'un quart et d'un huitième de longueur d'onde. La susceptance de chaque couche dépend de ses paramètres géométriques. Une base de données avec la susceptance de chaque élément pour différents paramètres géométriques, incidences et fréquences est formée. Un nombre limité d'états de phase des cellules (quantification de phase) a été utilisé afin de réduire la complexité de la conception. Ces cellules sont ensuite utilisées pour la conception de réseaux transmetteurs à focalisation de faisceau et à formation de faisceau. Un bon accord entre mesures et simulation a été trouvé et la largeur de bande visée a été obtenue. Nous avons présenté une étude approfondie sur les erreurs de phases et les tolérances de fabrication et leurs effets sur le diagramme de rayonnement et l'efficacité de l'antenne.

Finalement, comme preuve de concept d'une configuration d'antenne avec cornet-sous réseau transmetteur-réflecteur parabolique, plusieurs prototypes de réseau transmetteurs ont été conçus et simulés pour l'obtention de faisceau focalisé, dévié et elliptique. Des RTs pour la

formation de zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé et l'ajout d'un zéro à l'intérieur de la couverture d'un faisceau elliptique ont également été conçus et simulé donnant des résultats validant le concept.

ABSTRACT

The increase of on-orbit lifetime of telecommunication satellites combined with the rapid development of services offered in larger geographical areas creates a need for antenna systems which allow in-flight changes of radiation performances, such as beam re-pointing, beam shaping and nulling for interference canceling. The antenna system should have some flexibility to adapt to the changing performance requirements during the satellite lifetime, for the maximum use of the satellite's capacity.

Phased array antennas and horn clusters connected to beamforming networks have usually given a satisfactory performance for reconfigurable beam applications. However, for applications where a limited number of reconfigurations are needed, these solutions are too costly, power consuming and bulky.

This thesis presents a new configuration for in-flight changes of antenna radiation performances such as beam re-pointing, beam shaping and null forming in satellite applications. The hybrid solution combines mechanically reconfigurable phase filtering, namely replaceable transmitarrays (TA) with a parabolic reflector. The main drawback of transmit arrays being their limited bandwidth, a study is conducted on the sensitivity of TA unit cells made of multiple layers of printed circuit on a flexible substrate to frequency and spacing variations, using a very simple and effective analysis method. Wideband 4-layer unit cells are designed. These high performance novel transmitarray cells are then used in the design of a focused beam transmitarray antenna and demonstrate wider bandwidth and better efficiency than previously published designs made of printed circuit elements. We also demonstrate a shaped beam TA for the first time. A study on the effect of fabrication errors on performance degradation is also conducted.

For the design of the proposed horn-TA-parabolic reflector setup for beam forming, first, an analysis based on physical optics surface current integration is used for the validation of the concept and the establishment of some guidelines as for the minimum distance of the TA with the horn and the minimum quantification to be applied. A center fed reflector was used for this preliminary analysis and blockage effects from the feed were not taken into consideration. Then several TAs are designed for changing the horn-TA-reflector's coverage by replacing the TA sheet in an offset fed reflector setup. TAs for beam deviation, for elliptical coverage, null forming close to the main lobe of a pencil-beam pattern and null forming inside an elliptical

coverage are designed and the simulation results are presented. This type of configuration combines the advantages of reflector and array configurations with lower power consumption, lower cost and lighter structure.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	x
LISTE DES TABLEAUX	xiii
LISTE DES FIGURES	xiv
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xx
LISTE DES ANNEXES	xxi
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Objectifs de recherche	2
1.2 Démarche de la thèse	3
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	5
2.1 Antennes à couverture reconfigurable pour applications spatiales	5
2.1.1 Reconfigurations mécaniques	6
2.1.2 Antennes réseau à commande électronique de phase	9
2.1.3 Reconfiguration de réseau d'illumination	9
2.1.4 Réseaux réflecteurs	9
2.1.5 Réseaux transmetteur	12
2.2 Antennes reconfigurables pour création de zéros	17
2.3 Conclusion	19
CHAPITRE 3 PREUVE DE CONCEPT THÉORIQUE DE L'ARRANGEMENT CORNET- RÉSEAU TRANSMETTEUR-RÉFLECTEUR	22
3.1 Réseaux transmetteurs : principe d'opération	22
3.2 Analyse d'antenne réseau transmetteur—réflecteur parabolique reconfigurable	23

3.2.1	Analyse en optique physique/courants de surface d'une antenne parabolique.	24
3.2.2	Analyse en optique physique/courants de surface d'une antenne parabolique éclairée par un réseau.	30
3.2.3	Quantification	39
3.3	Sensibilité des réseaux transmetteurs	42
3.4	Conclusion	45

CHAPITRE 4 ARTICLE 1 : DESIGN OF BROADBAND TRANSMITARRAY UNIT

	CELLS WITH COMPARATIVE STUDY OF DIFFERENT NUMBERS OF LAYERS	46
4.1	Abstract	46
4.2	Introduction	46
4.3	Principles of operation and design procedure	47
4.4	Design of the unit cell element	50
4.5	Selection of the optimal number of layers	52
4.6	Measurements	58
4.7	Conclusion	64

CHAPITRE 5 ARTICLE 2 : REALIZATION OF FOCUSED BEAM AND SHAPED BEAM TRANSMITARRAYS BASED ON BROADBAND UNIT CELLS

5.1	Abstract	68
5.2	Introduction	68
5.3	Description of unit cell	69
5.3.1	Element design	69
5.4	TA Design	74
5.4.1	Primary feed	74
5.4.2	Array Modeling	74
5.4.3	Focused beam TA and shaped beam TA	75
5.5	Measurement Results and Analysis	79
5.5.1	TA1 : Focused beam transmitarray	79
5.5.2	TA2 : Shaped beam transmitarray	81
5.6	Discussion on TAs performance	83
5.7	Conclusion	86

CHAPITRE 6 ARTICLE 3 : DESIGN OF BEAM REFLECTOR ANTENNA SYSTEM WITH RECONFIGURABLE SUB-TRANSMITARRAY FEED IN K-BAND FOR SPACE APPLICATIONS

6.1	Abstract	89
6.2	Introduction	89
6.3	Antenna geometry	90
6.4	Transmitarray design	90
6.5	Conclusion	96
CHAPITRE 7 CONCEPTION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS POUR UNE AN-		
	TENNE À FAISCEAUX FORMÉES RECONFIGURABLE	98
7.1	Architecture	98
7.2	Calcul de champ incident sur le réseau transmetteur	102
7.3	Conception du RT_1	103
7.4	RT_2 : Faisceau elliptique	107
7.5	Formation de zéros dans un faisceau	109
CHAPITRE 8 DISCUSSION GÉNÉRALE		116
CHAPITRE 9 CONCLUSIONS		118
9.1	Travaux futurs	119
RÉFÉRENCES		120
ANNEXES		129

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1	Inductive and capacitive geometries	51
Tableau 4.2	Elements characteristics of 3-layer TA prototype	59
Tableau 4.3	Elements characteristics of 3-layer TA prototype	62
Tableau 4.4	Elements characteristics of 4-layer prototype	63
Tableau 5.1	Elements characteristics of 3-bit quantized 4-layer TA prototype . . .	72
Tableau 5.2	Architecture of the two TA prototypes	75
Tableau 5.3	Comparison of TA1 with TAs in recently published papers	81
Tableau 5.4	TA2 measurement result	81
Tableau 5.5	Simulated Power Budget and Measured Gain of TA1	85
Tableau 6.1	Antenna Geometry	92
Tableau 6.2	Elements characteristics of 4-layer TA prototype	93
Tableau 6.3	Inductive and capacitive geometries	94
Tableau 7.1	Configuration	99
Tableau 7.2	Résumé des performances des RTs conçus	113

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Antenne à balayage grand-angle avec deux axes de rotations [7]. . . .	7
Figure 2.2	Antenna grégorienne à sous-réflecteur selectionnable [10].	8
Figure 2.3	Démonstrateur de technologie de réflecteur de membrane à fibre de carbone renforcée de composite de silicone, reconfigurable par des actionneurs électriques [14].	9
Figure 2.4	Différentes applications de réseaux réflecteur dans des configurations à doubles réflecteurs.	10
Figure 2.5	Premier réseau transmetteur réalisé par délais de l'onde EM [50]. . .	12
Figure 2.6	Cellules de réseau transmetteur à composants actifs [52].	13
Figure 2.7	Déplacement de faisceau de RT de 6x6 éléments [53].	14
Figure 2.8	Cellules à 4 couches avec des diodes pin pour contrôle de déphasage [54].	15
Figure 2.9	Balayage de faisceau en plan H et E [54].	16
Figure 2.10	Faisceau formés [54].	16
Figure 2.11	RT avec commutateurs MEMS et balayage de faisceau [60].	16
Figure 2.12	Prédiction de (a) 2 zéros synthétisés en dehors de la couverture (b) 1 zéro synthétisé au centre de la couverture [71].	18
Figure 2.13	Prédiction des diagramme de rayonnement des couvertures avec et sans zéros (a) premier zéro en dehors de la couverture (b) deuxième zéro en dehors de la couverture (c) zéro au centre de la couverture dans le plan azimut (d) zéro au centre de la couverture dans le plan d'élévation [71].	19
Figure 2.14	Configuration reconfigurable proposée : Cornet – réseau transmetteur (a) en défilement ou (b) remplaçable, et réflecteur parabolique. . . .	20
Figure 3.1	Réseau transmetteur.	23
Figure 3.2	Illumination du réflecteur avec une source au foyer.	24
Figure 3.3	Illumination du réflecteur par un cornet déplacé latéralement. . . .	25
Figure 3.4	Définition des vecteurs.	25
Figure 3.5	Diagramme de rayonnement d'un réflecteur parabolique illuminé par un cornet calculé par la méthode d'optique physique et d'optique géométrique, pour un modèle de cornet $\cos^{6.5}\theta$ à 30 GHz, pour un réflecteur parabolique avec $F/D = 0.8$ et $D = 30\lambda$	27
Figure 3.6	Définition des angles θ_f et θ_B	28

Figure 3.7	Dépointages de faisceau causé par déplacement latéral de un cornet représenté par $\cos^{6.5}\theta$, pour un réflecteur parabolique avec $F/D = 0.8$ et $D = 30\lambda$	29
Figure 3.8	Facteur de déviation de faisceau (<i>Beam Deviation Factor</i> calculé et simulé.	29
Figure 3.9	Simulation du déplacement d'une source par le biais d'un réseau transmetteur.	30
Figure 3.10	Réflecteur parabolique éclairé par des cellules de réseau transmettre et RT illuminé par un cornet.	31
Figure 3.11	Courants de surface sur un réflecteur parabolique : source au foyer et déplacée (a) Amplitude (b) Phase.	32
Figure 3.12	Systèmes de coordonnées.	32
Figure 3.13	Proportions du réseau transmetteur.	34
Figure 3.14	Différent positionnements du réseau transmetteur, placé à des Z_{TA} de 0.1, 5, 10 et 15 λ du foyer et d'un cornet seul sur le point focal ; courants de surface sur le réflecteur (a) Amplitude ; (b) Phase.	35
Figure 3.15	Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0$ pour RTs posés à des distances de 5, 10 et 15 λ du foyer.	36
Figure 3.16	Diagramme de rayonnement de réflecteur éclairé par un dipôle et par des réseaux transmetteurs situés à une distance Z_{TA} du point focal où $\varepsilon = 0.1\lambda$	37
Figure 3.17	Diagramme de rayonnement pour cellules de réseau de tailles différentes : 0.1 λ et 0.5 λ	37
Figure 3.18	Dépointage de faisceau pour divers éloignements du RT.	38
Figure 3.19	Dépointage de faisceau pour diverses valeurs de F/D	38
Figure 3.20	Quantifications à 1 bit et 3 bits sur un RT avec des 30×30 cellules de 0.2 λ	39
Figure 3.21	Déphasages quantifiés sur le réseau transmetteur ; quantification à (a) 1 bit, (b) 2 bits et (c) 3 bits.	40
Figure 3.22	Effet de la quantification de phase du réseau transmetteur sur la distribution de courant sur le réflecteur parabolique en (a) amplitude et en (b) phase, et (c) diagramme de champ lointain du système complet.	41
Figure 3.23	Distances parcourues quasi égales malgré les distorsions de surface du réseau transmetteur.	42
Figure 3.24	Comparaison de l'effet du mauvais placement d'un RT et d'un RR.	43

Figure 3.25	Distribution de phase sur une coupe à $\varphi = 0^\circ$ de la surface d'un réflecteur parabolique avec sous-RT et sous-RR et erreur de placement α de 5 degrés.	44
Figure 3.26	Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ d'un réflecteur parabolique avec sous-RT et sous-RR et erreur de placement α de 5 degrés.	44
Figure 4.1	Example of 3-Layer transmitarray and unit cell.	48
Figure 4.2	A simple equivalent circuit model for a 3-layer TA with normalized values.	48
Figure 4.3	Transmission phase (a) and matching conditions (b) for 3-layer cells with varied separations.	50
Figure 4.4	Transmission phase range (a) and matching condition (b) of 2-layer and 3-layer cell topologies. Equivalent circuit of 2-layer unit cell (c). .	53
Figure 4.5	Transmission loss of unit cell versus frequency for different values of susceptance b_1 for a 3-layer design with $d = \lambda/8$	54
Figure 4.6	(a) Equivalent circuit of 4-layer unit cell (b) Transmission phase range (c) matching condition (b) of 4-layer cells for $d_1 = \lambda/4, d_2 = \lambda/8$. . .	54
Figure 4.7	Transmission loss of unit cell versus frequency for different values of susceptance b_1 for a 4-layer design with $d_1 = \lambda/4, d_2 = \lambda/8$	55
Figure 4.8	Transmission phase variations for different phase shifting cells with a change of $\pm 5\%$ in the spacing between the layers in a 3-layer cells and 4-layer cells.	55
Figure 4.9	Insertion loss of unit cell versus change in the spacing between the layers for different values of susceptance (b_1) for a 3-layer cell	56
Figure 4.10	Full-wave simulation results of the effect on (a) transmission loss and (b) transmission phase change of incident waves at oblique incidence of 0° and 25° with $\phi = 0^\circ$ on 3-layer cells with $d = \lambda/8$ and 4-layer cells with $d_1 = \lambda/4$ and $d_2 = \lambda/8$	57
Figure 4.11	Amplitude of the transmission coefficient versus normalized transmission phase for the cell prototypes of Table 4.2 and 4.4, obtained from full-wave simulation at 19 GHz.	60
Figure 4.12	Transmission magnitude and phase versus frequency for the 10 different cells described in Table 4.2 (HFSS full-wave simulation).	61
Figure 4.13	Fabricated Layer of TA prototype.	61
Figure 4.14	Measurement setup for rows transmission phase.	64
Figure 4.15	Measured phases corresponding to a sweep on the rows of Fig. 4.7 . .	64
Figure 4.16	Far-field measurement setup for the TA in the anechoic chamber. . .	65

Figure 4.17	Prototype measured radiation pattern for E plane and H plane from 18 to 20GHz of a) 3-layer and b) 4-layer TA. Solid lines and dashed lines represent co-polar and cross-polar measurements where : blue lines are the measurements of the lens pattern at 19GHz. Black, red and green are respectively the results at 18GHz, 19GHz and 20 GHz.	66
Figure 4.18	Transmission magnitude and phase versus frequency for the 10 different cells described in Table 4.4 (HFSS full-wave simulation).	67
Figure 5.1	3D exploded view of a TA unit cell and its equivalent circuit.	71
Figure 5.2	Transmission phase range and matching condition of 4-layer cells for $d_1 = \lambda/4$, $d_2 = \lambda/8$	71
Figure 5.3	Transmission loss and phase of the 8 elements over frequency.	73
Figure 5.4	Incident field distribution from the primary feed on the TA for the designed architecture ($f/d = 0.97$) : a) Amplitude in dB, b) Phase in degrees.	75
Figure 5.5	Horn and TA1 in the anechoic chamber.	76
Figure 5.6	Horn and TA setup.	76
Figure 5.7	Quantized phase distribution on TA for focused beam.	77
Figure 5.8	Normalized array factor for continuous phase shift (black) and 3 bit phase quantization (red) cases.	77
Figure 5.9	Shaped beam to be performed by TA2.	78
Figure 5.10	Required phase shift ϕ_{cell} at 19 GHz obtained by the phase-only synthesis method for TA2.	78
Figure 5.11	Phase distribution ϕ_s after the TA for the shaped beam.	78
Figure 5.12	Normalized measured and simulated pattern of TA1 at 19 GHz.	80
Figure 5.13	HPBW versus frequency for TA1 measured (-) and theoretical (- -) for $\phi = 0^\circ, 45^\circ$ and 90°	80
Figure 5.14	TA1 Measured Gain.	80
Figure 5.15	Simulated and measured radiation pattern of TA2 at 19 GHz.	82
Figure 5.16	HPBW over frequency for TA2 measured gain (-) and theoretical directivity (- -) for $\phi = 0^\circ, 45^\circ$ and 90°	82
Figure 5.17	Top view of TA2.	82
Figure 5.18	Worst-case degradation due to over-etching and reduction of distance between layers on the transmission coefficient amplitude.	84
Figure 5.19	Worst case effect of over-etching and reduction of distance between layers on the transmission phase.	84

Figure 5.20	Measured Gain, theoretical patterns for quantized cells with and without over-etching and reduced distance between layers at a) 18 GHz, b) 19 GHz, c) 20 GHz and d) 21 GHz.	87
Figure 5.21	Power efficiencies produced by different sources.	88
Figure 5.22	Simulated normalized patterns with normal incidence cells (-) and oblique incidence on cells (- -).	88
Figure 6.1	Antenna Geometry.	91
Figure 6.2	(a) Cell geometry, (b) Equivalent circuit of 4-layer unit cell.	91
Figure 6.3	(a) Amplitude of E-field on TA elements, phase distribution on TA for (b) 2°, (c) 4° and (d) 6° beam tilts.	94
Figure 6.4	HFSS simulation model.	95
Figure 6.5	HFSS FEM-IE simulation results for radiation patterns of horn fed and array fed reflector with (a) 2°, (b) 4° and (c) 6° beam tilt.	96
Figure 6.6	HFSS FEM model for horn and TA simulation.	97
Figure 6.7	Simulation results for horn-TA-Reflector compared to displaced horn fed and array fed reflector.	97
Figure 7.1	Installation du système cornet-RT-Réfecteur à PolyGRAMES.	99
Figure 7.2	Schéma du système cornet-RT-Réfecteur.	100
Figure 7.3	Champ incident et sortant du réseau transmetteur.	101
Figure 7.4	Montage utilisé pour l'optimisation de phase des éléments du RT.	102
Figure 7.5	Modèle de cornet dans FEKO.	102
Figure 7.6	Mesure et simulations de la polarisation principale du champ proche du cornet sur une grille à 11 cm de l'ouverture du cornet.	103
Figure 7.7	Amplitude et phase de champ incident de RT_1 , déphasage sur RT_1 et phase à la sortie.	104
Figure 7.8	Diagramme de rayonnement de la configuration avec le RT_1 à $\varphi = 0^\circ$ et 90°	104
Figure 7.9	Couverture de cornet- RT_1 -réflecteur.	105
Figure 7.10	Déphasages sur RT_1 avec quantifications de 2, 3 et 4 bits.	106
Figure 7.11	Diagramme de rayonnement de la composante co-polarisée à $\varphi = 0^\circ$ avec des quantifications de 2, 3 et 4 bits de RT_1	106
Figure 7.12	Amplitude et phase de champ incident de RT_2 , déphasage sur RT_2 et phase à la sortie.	107
Figure 7.13	Diagramme de rayonnement secondaire de la configuration avec le RT_2 à $\varphi = 0^\circ$ et 90°	108
Figure 7.14	Couverture elliptique de cornet- RT_2 -réflecteur.	108

Figure 7.15	Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ avec des quantifications de 2 et 3 bits de RT_2	109
Figure 7.16	Déphasage sur RT_3 et phase à la sortie.	110
Figure 7.17	Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ de RT_1 , RT_3 sans quantification, et avec des quantifications de 2, 3 et 4 bits.	111
Figure 7.18	Couverture de cornet- RT -réflecteur avec (a) RT_1 et (b) RT_3	111
Figure 7.19	Déphasage sur RT_{3-2} et phase à la sortie.	112
Figure 7.20	Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ de RT_1 , RT_{3-2}	112
Figure 7.21	Phase à la sortie de RT_{40} et déphasage des cellules sans quantification et avec des quantifications de 3 et 4 bits	114
Figure 7.22	Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ de RT_4 sans zéro, RT_{40} sans quantification, et avec des quantifications de 3 et 4 bits.	114
Figure 7.23	Antenne à réflecteur à faisceau reconfigurable.	115
Figure A.1	Systèmes de coordonnées utilisés pour le calcul de champs lointain d'un réflecteur illuminé par un cornet et un RT.	130

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

EBG	Electromagnetic band gap
EM	Électro Magnétique
FEM	Finite Element Method
IE	Integral Equation
HFSS	High Frequency Structure Simulator
Co-pol	Co-polarization/polarisation principale
X-pol	Cross-polarization/polarisation croisée
RA	Reflect Array
RF	Radio fréquences
RT	Réseau Transmetteur
RR	Réseau Réflecteur
TA	Transmit Array
MEMS	Microelectromechanical switches

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Calcul du diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique par la méthode d'intégration de courants sur la surface du réflecteur . . .	129
----------	--	-----

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Les satellites jouent un rôle fondamental dans l'offre d'un accès universel aux services de communication. De nombreuses applications spatiales nécessitent la conception d'antennes dans un vaste domaine d'activités : les télécommunications, l'observation de la Terre, la localisation et la navigation.

La conception d'antennes satellite diffère de celle des antennes pour applications autres que satellitaires, avec des contraintes additionnelles fortes en termes de performance, de volume et de poids, mais également en matière de fiabilité face aux contraintes mécaniques et thermiques. Les performances des antennes et le poids des composants ont un impact direct sur le coût et la compacité du satellite. En titre d'exemple, une réduction de 120 Kg de la masse d'un satellite dans le cas d'une mission typique réduit le coût final du lanceur de 8 à 10 % [1](environ 10 millions de dollars canadiens).

La tendance actuelle pour les applications spatiales et plus précisément sur les satellites consiste à développer des technologies permettant la conception de satellites petits, mais performants et reconfigurables. Une antenne reconfigurable peut présenter un avantage en volume par rapport à une antenne classique résultant de l'intégration de fonctionnalités dans une seule antenne.

La fonctionnalité de reconfiguration visée dans cette thèse est de réaliser une diversité de diagramme de rayonnement avec une seule antenne. Une telle antenne permettrait à un opérateur de faire varier la zone de service en fonction de la demande du marché et de son évolution pendant la durée de vie opérationnelle du satellite. Dans un contexte de développement durable, de telles antennes permettraient la réutilisation d'un satellite géostationnaire pour desservir de nouvelles régions grâce à la réorientation de la zone de couverture.

Par ailleurs, la reconfiguration de couverture d'antennes satellites pourrait être utilisée pour des scénarios de limitation et d'atténuation d'interférences en créant des nuls dans leur diagramme de rayonnement dans une direction déterminée. L'ajout d'un zéro dans le diagramme de rayonnement de l'antenne permettra au récepteur de se protéger dans le cas de brouilleurs hostiles ou de signaux de forte puissance potentiellement dangereux.

La reconfiguration du diagramme de rayonnement est normalement obtenue par des réflecteurs paraboliques illuminés par un réseau de sources et un réseau conformateur de faisceau qui permet le changement de l'amplitude et de la phase d'alimentation des sources avec des déphaseurs, distributeurs de puissance variable et des atténuateurs. Une autre approche est la déformation mécanique de la surface des réflecteurs pour changer les contours de couver-

ture de l'antenne. La formation de faisceau dans les deux cas est obtenue au détriment de la complexité et du coût de l'antenne, lié à l'ajout de composants actifs sur l'antenne et leur industrialisation plus complexe. Un autre désavantage de ces solutions vient de leur consommation énergétique élevée.

Dans cette thèse, nous présentons une solution offrant la possibilité de former des diagrammes de rayonnement et d'induire un nul dans une couverture d'antenne qui est plus en ligne avec les conditions de plus en plus restrictives en poids et volumes des nouvelles générations de satellites. Une nouvelle topologie est présentée : une antenne à réflecteur parabolique éclairée par un sous-système cornet-réseau transmetteur. Dans ce système, la couverture de l'antenne est déterminée par le réseau transmetteur remplaçable, placé entre le cornet et le réflecteur. Nous nous intéressons d'abord à la conception des cellules déphaseuses passives qui, tout en conservant une relative simplicité de réalisation, permettent d'offrir une large bande passante. Des réseaux transmetteurs sont ensuite conçus pour un faisceau focalisé et un faisceau conforme. Des résultats de simulations montreront par la suite les performances du système complet pour l'inclinaison d'un faisceau, la formation d'un faisceau elliptique et la formation de nuls proches du lobe principal d'un faisceau focalisé et d'un nul dans une couverture elliptique.

La contribution de cette thèse est concentrée sur les aspects de performances en radiofréquences de réseaux transmetteurs, ainsi que la validation de formations de faisceau par la topologie présentée. Les aspects mécaniques de la reconfiguration n'ont pas été abordés. Le projet a pour défi la conception d'antennes satellites innovantes reconfigurables, tout en tenant compte des exigences mécaniques, thermiques ainsi que les exigences RF très strictes comme la largeur de bande, la légèreté et la fiabilité reliées aux applications spatiales.

1.1 Objectifs de recherche

Le contexte de ce projet est la réalisation de réseaux transmetteurs intégrés au système de réflecteur parabolique.

Contrairement aux systèmes à doubles réflecteurs traditionnels, dans ce nouveau concept, on visera l'utilisation de systèmes à réflecteurs paraboliques illuminés par une source primaire placée derrière un réseau transmetteur. Dans ce type de topologie, la reconfigurabilité sera réalisée au niveau du réseau transmetteur.

Le système d'antenne réflectrice parabolique et sous-réseau transmetteur est composé d'une source primaire qui illumine une surface de transmission contenant un réseau de cellules

jouant le rôle de déphaseurs. Ces cellules transmettent les rayons provenant de la source tout en leur appliquant une phase ajustée, pour former le faisceau total du réflecteur parabolique. En utilisant le réseau transmetteur pour changer les courants de surface sur le réflecteur principal, une formation de faisceau et un changement de direction du faisceau peuvent être accomplis avec une seule source d'alimentation et un seul réflecteur, ce qui a comme résultat une réduction en poids et en volume de l'antenne comparativement aux systèmes qui requièrent une déformation du réflecteur parabolique ou des grappes de sources. En effet, vu la surface plus petite du sous-réseau transmetteur, cela réduira la complexité mécanique de la fabrication, le poids de la structure, éléments d'une grande importance dans les applications spatiales.

1.2 Démarche de la thèse

Après une étude bibliographique visant à dresser un état de l'art sur les antennes reconfigurables (Chapitre 2), le Chapitre 3 consistera en une étude préliminaire du système complet pour valider la solution proposée. Une méthode de simulation sera développée pour démontrer le concept du contrôle de faisceau par le sous-réseau transmetteur et des analyses de performance seront effectuées. Ce travail préparatoire permettra de définir des paramètres (taille, quantification des phases...) des cellules du réseau transmetteur.

La troisième phase du travail présenté dans le chapitre 4 sous forme d'article publié a pour objectif la conception de cellules de réseau transmetteur à large bande. Une première étape de validation sur des structures à phase progressive à 3 et 4 couches illuminées par une onde plane sera effectuée.

Bien qu'ils soient très avantageux du point de vue de leur légèreté, de peu d'espace qu'ils occupent et de leur faible prix, les réseaux transmetteurs et réseaux réflecteurs à technologie de circuit imprimé sont connus pour leur largeur de bande de fréquence limitée, leurs pertes et leur efficacité réduite comparées aux antennes à réflecteur conventionnelles. Donc, la conception de cellules multicouches est présentée, ayant comme objectif l'augmentation de la largeur de bande des cellules et la réduction des pertes de transmission, tout en obtenant une gamme de déphasages couvrant les 360 degrés. Une méthode de conception et de simulation très simple et indépendante de la forme des cellules est offerte. Une étude est faite quant à la sensibilité des cellules à la fréquence et leur tolérance aux changements d'espacement entre couches. Les résultats de ces études sont validés par la conception et la fabrication de réseaux transmetteurs à phase progressive à 3 et 4 couches illuminées par une onde plane.

L'article faisant l'objet du chapitre 5 présente la conception de 2 réseaux transmetteurs circulaires de 17 longueurs d'onde de diamètre (80 éléments sur le diamètre) utilisant les cellules

large bande conçues dans la phase précédente. En première étape, un RT à faisceau focalisé est fabriqué et mesuré pour démontrer la meilleure efficacité du réseau transmetteur. Un RT avec une couverture formée est ensuite fabriqué et mesuré pour la démonstration du modelage de faisceau par un RT, qui à notre connaissance, est réalisé pour la première fois. Les contraintes technologiques (technologie de fabrication, incidence oblique sur les cellules) et leurs effets sur la dégradation du faisceau sont aussi étudiés.

La dernière étape est la conception de réseaux transmetteurs pour la configuration cornet-réseau transmetteur-réfecteur produisant des couvertures différentes. Le Chapitre 6 contient un article présenté à l'Agence Spatiale Européenne dans le cadre du 36e atelier d'antennes pour applications spatiales. Cet article montre la faisabilité de dépointage de ± 6 degrés du faisceau d'une antenne à réflecteur en plaçant un réseau transmetteur carré de 5 longueurs d'onde de côté avec 25×25 éléments devant un cornet.

Par la suite, dans le Chapitre 7, des synthèses de phases et simulations par optique physique sont effectuées pour la conception de réseaux transmetteurs qui seront insérés dans un montage cornet-antennes paraboliques pour la formation de faisceaux plus complexes. Un réseau transmetteur pour une couverture elliptique et des réseaux transmetteurs pour la formation de nuls pour des applications de réduction d'interférences sont conçus et simulés. Les RTs carrés ont une dimension de 6.6 longueurs d'onde de côté et 33×33 éléments, ce qui représente 1089 éléments à déphasages différents. L'effet de quantifications de 1089 à 4, 8 ou 12 états est étudié dans ce chapitre.

Enfin, la conclusion présentera une synthèse globale des travaux effectués au cours de cette thèse.

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

Le point central de cette revue de la littérature sera l'élaboration des techniques de reconfiguration de couvertures d'antennes satellites. Les antennes à ouverture classiques (réflecteurs et lentilles) sont généralement utilisées pour les applications spatiales, dues à leur coût relativement bas, leur légèreté, simplicité de configuration, haute efficacité et gain élevé [2]. La reconfiguration de la couverture est réalisée dans ce cas mécaniquement, soit par le mouvement du réflecteur ou du cornet, soit par la déformation mécanique du réflecteur à l'aide d'actionneurs. Un réseau d'alimentation sophistiqué, reconfigurable en amplitude et en phase peut aussi être utilisé pour l'illumination du réflecteur [3]. Une autre solution classique est l'utilisation de réseaux à contrôle électronique de phase (*phased arrays*) [4, 5]. Ces réseaux ont de la flexibilité électronique dans l'alimentation des éléments et permettent d'excellentes performances en termes de reconfiguration et de balayage de faisceau à grande vitesse. Le désavantage des réseaux à contrôle électronique de phase est dû à son réseau d'alimentation qui par sa complexité, engendre des pertes élevées qui doivent ensuite être compensées par des amplificateurs. De plus, dans le contexte des antennes satellites, un contrôle en température sur les composants électroniques est nécessaire. Ces ajouts résultent en une structure lourde à consommation élevée de puissance et à coût trop élevé dans le cas où une reconfiguration rapide et fréquente n'est pas exigé. Dans les réseaux à alimentation spatiale comme les lentilles de Rotman et les réseaux transmetteurs, les pertes du réseau d'alimentation sont éliminées. Cependant, dans des applications où une rapide et haute performance de reconfigurations du faisceau est requise, les réseaux à contrôle électronique de phase sont encore la meilleure option. Les réseaux réflecteurs (RR) et les réseaux transmetteurs (RT) sont des hybrides entre les antennes à ouvertures et les réseaux d'antennes et ont été objet d'études exhaustives pendant les 20 dernières années en raison de leur conception compacte, facilité relative de fabrication, faibles pertes par leur alimentation spatiale, légèreté et efficacité dans les applications pour gain élevé [6]. Souvent composés d'éléments passifs, la mise en œuvre d'éléments électroniquement accordables dans les RR et RT a ouvert la voie vers la reconfiguration des diagrammes de rayonnement de ces réseaux. Les avantages et caractéristiques de chaque type d'antenne seront expliqués et comparés plus en détail dans les sections suivantes.

2.1 Antennes à couverture reconfigurable pour applications spatiales

La procédure de conception d'antennes à diagrammes de rayonnement reconfigurables est similaire à celle de la synthèse de réseaux d'antennes. Le diagramme de rayonnement en

champ lointain d'une antenne est déterminé directement par la distribution des courants magnétiques ou électriques sur la structure. Donc, chaque configuration de faisceau résulte en une distribution de champs (en amplitude et phase) sur l'ouverture de l'antenne et le travail consiste à déterminer le mécanisme qui peut créer cette configuration.

2.1.1 Reconfigurations mécaniques

Les techniques de reconfiguration mécanique du diagramme de rayonnement des antennes satellites peuvent être réparties en deux catégories : (1) les systèmes d'antennes réflecteurs mécaniquement orientables et (2) les surfaces mécaniquement reconfigurables. Considérant la première catégorie, la technique la plus simple pour changer la direction du faisceau de l'antenne est de déplacer le réflecteur mécaniquement. Ceci, en effet, n'est pas placé dans la catégorie des antennes "reconfigurables" puisque les caractéristiques fondamentales d'opération de l'antenne ne changent pas. Ce déplacement a quand même comme résultat le changement de direction du faisceau, et donc, de la zone de couverture de l'antenne. Cette technique est couramment utilisée par les opérateurs de satellite. Dans une configuration d'antenne simple à réflecteur excentré, le déplacement du faisceau est effectué par la rotation du réflecteur sur un cardan à deux axes et la source est fixe. Le désavantage de ce système est une polarisation croisée et des lobes secondaires élevés, toutefois, la configuration s'adapte bien aux espaces restreints sur les satellites. Pour de meilleures performances radio-fréquences, le réflecteur et la source devraient être orientés ensemble pour le déplacement du faisceau (figure 2.1). La gamme d'angle de balayage que devrait couvrir le réflecteur mécaniquement orientable est cependant étroit. Pour des satellites en orbite géostationnaire (GEO), la plage de balayage pour la couverture de la terre est $\pm 8,7^\circ$, et pour des satellites en orbite moyenne (MEO) la plage de balayage est $\pm 25^\circ$ [7].

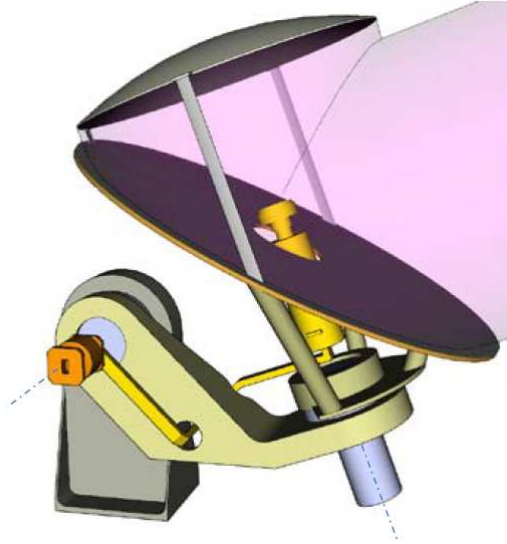


Figure 2.1 Antenne à balayage grand-angle avec deux axes de rotations [7].

Les configurations à double réflecteur sont fréquemment utilisées pour les applications satellites vu leur configuration compacte, et leurs meilleures performances en matière de polarisation croisée. La réorientation peut être appliquée au sous-réflecteur [8,9]. Une configuration a aussi été proposée avec plusieurs sous-réflecteurs préalablement modelés pour des couvertures prédéterminées, mécaniquement remplaçables pour des couvertures différentes (figure 2.2). La sélection du sous-réflecteur est effectuée par des actionneurs rotatifs [10]. Cette configuration est proche de la configuration proposée dans cette thèse, où un sous-système cornet-réseau transmetteur avec RTs remplaçables sera utilisé à la place du sous réflecteur. Nous montrerons que la configuration à sous-réseaux transmetteurs est moins sensible aux erreurs de positionnement.

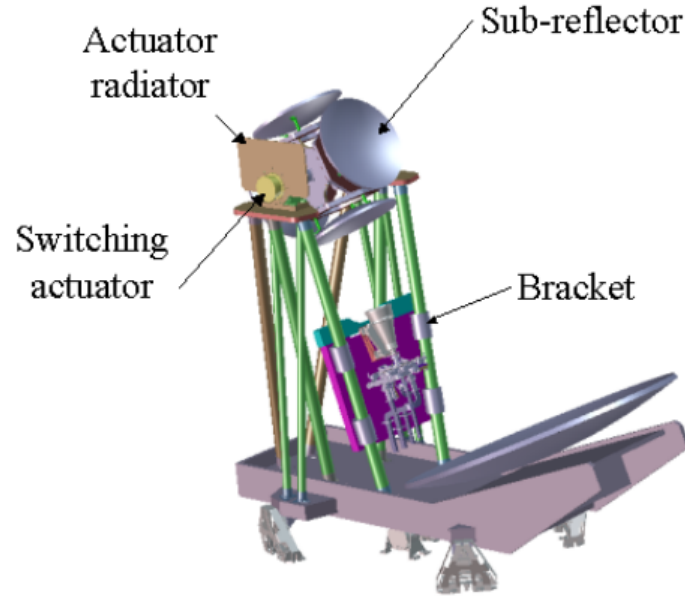


Figure 2.2 Antenna grégorienne à sous-réflecteur sélectionnable [10].

La technique la plus communément employée pour former un faisceau épousant une région géographique particulière est une antenne parabolique conformée à simple ou double réflecteur. En 1991, un groupe de recherche, dirigé par Clarricoats [11, 12], a proposé l'idée de la reconfiguration du diagramme de rayon par la déformation de la surface du réflecteur. Le réflecteur est formé d'un treillis métallique (*wire mesh*), relié à des actionneurs qui permettent de changer la forme du réflecteur. Dans le dernier concept montré à la figure 2.3, des actionneurs piézoélectriques sont attachés derrière un sous-réflecteur qui est fabriqué sur un matériau flexible, conducteur et mince [13]. En déformant la surface du sous-réflecteur, l'amplitude et la phase du courant sur la surface du réflecteur changent, ainsi que le rayonnement en champ lointains du réflecteur. La position des actionneurs est indiquée par un algorithme itératif d'optimisation par méthode d'éléments finis, afin de minimiser le nombre d'actionneurs nécessaire pour avoir le moins possible d'écart avec la forme désirée pour le sous-réflecteur. Plus récemment, une technologie de membrane basée sur de la fibre de carbone renforcée de composite de silicone a été utilisée pour la fabrication de réflecteurs reconfigurables pour des applications spatiales [14].



Figure 2.3 Démonstrateur de technologie de réflecteur de membrane à fibre de carbone renforcée de composite de silicone, reconfigurable par des actionneurs électriques [14].

2.1.2 Antennes réseau à commande électronique de phase

Pour de larges balayages à gain élevé, les antennes réseau à commande de phase électroniques utilisent des modules de transmission et de réception [15]. Bien que cette technologie ait beaucoup avancé au cours des années, les antennes à contrôle de phase électronique gardent des coûts et une complexité élevés, puisque chaque élément ou sous-réseau doit être connecté à une unité émettrice-réceptrice séparée. Cette structure représente un inconvénient pour des applications à haute fréquence où les pertes dans les lignes de transmissions du réseau d'alimentation deviennent non négligeables.

2.1.3 Reconfiguration de réseau d'illumination

Le principe d'éclairer le réflecteur par un réseau de sources (cornets) [16, 17] est probablement la méthode de reconfiguration d'antenne à réflecteur la plus répandue. Le réflecteur parabolique est illuminé par une grappe de sources (réseau de cornets) illuminant le réflecteur de manière adéquate. L'amplitude et la phase de chacun des éléments sont contrôlées à l'aide d'un réseau à formation de faisceau (*Beam Forming Network* ou BFN) [4]. Ainsi, il est facile de former le faisceau de l'antenne par juxtaposition de petits faisceaux (*spots*) et de le dépointer. Ces performances sont obtenues au prix d'une complexité accrue du réseau de répartition et de pertes importantes.

2.1.4 Réseaux réflecteurs

Le concept des systèmes à réseau réflecteur est un concept hybride à mi-chemin entre les antennes réflecteurs et les antennes réseau. Le concept initial du réseau réflecteur remonte

jusqu'en 1958, par J. S. S. Duniam [18]. Le premier article publié sur les réseaux réflecteurs date de 1963 [19]. Cependant, l'intérêt pour les réseaux réflecteurs apparut vers les années 1990 au moment où les antennes planes microrubans commencèrent à devenir populaires [20, 21]. Par la suite, de nombreux groupes de chercheurs se sont penchés sur ce sujet, en particulier les groupes de J. A. Encinar [6, 22–31], F. Yang [32], S. V. Hum [33–35], la compagnie Thales [26, 36, 37] ainsi que le Centre de Recherche sur les Communications (CRC) du Canada [38, 39].

Une antenne réseau réflecteur est constituée d'une source primaire qui illumine une surface réflectrice couverte par un réseau de cellules à phase variable. Les cellules reflètent l'énergie provenant de la source. Les rayons incidents sur le réflecteur ont une différence de phase due à la propagation de l'onde rayonnée par la source primaire qui est la plupart du temps considérée comme une onde sphérique. En ajustant le déphasage des éléments du réseau réflecteur pour compenser les différences du trajet, les rayons réfléchis sur chaque cellule auront une phase identique dans l'axe du faisceau principal. Ceci permet de remplacer un réflecteur parabolique par une surface plane déployable. Le réseau réflecteur peut être utilisé comme réflecteur principal, ou comme sous-réflecteur pour des configurations à double réflecteur de type Cassegrain ou de type grégorien [6].

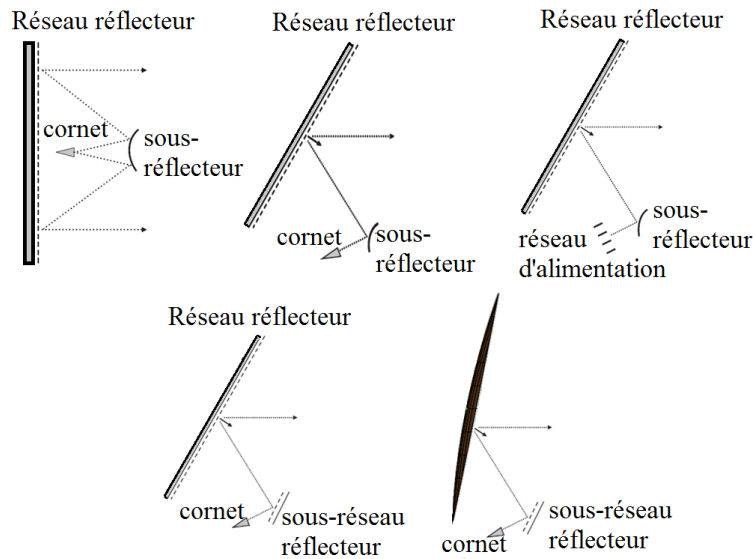


Figure 2.4 Différentes applications de réseaux réflecteur dans des configurations à doubles réflecteurs.

Les antennes précitées sont intéressantes du fait qu'elles permettent de dépointer un faisceau rayonnant vers une zone de couverture donnée et de former le faisceau de sorte qu'il épouse un contour géographique [23].

Afin d'avoir la reconfigurabilité de diagramme de rayonnement, il est nécessaire d'avoir un contrôle de phase sur les éléments du réseau réflecteurs. Ces contrôles de phase peuvent être réalisés de manière passive, c'est-à-dire en modifiant la forme physique de l'élément rayonnant, ou de manière active : on parle alors des éléments rayonnants avec des composants commandables (diodes p-i-n, FETs, diodes varactors, MEMS), ou des matériaux accordables (e.g. cristal liquide, ferroélectriques, oxyde de vanadium, graphène).

Le réseau réflecteur est caractérisé par sa capacité à contrôler son déphasage. Les mécanismes de reconfigurations des cellules de réseau réflecteur et réseau transmetteur sont très similaires, ce qui nous mène à une étude sur les propriétés et types de cellules utilisées.

Le réseau passif est principalement attrayant étant donné sa géométrie plane simple. La reconfiguration des RR à éléments passifs est faite par l'entremise de moteurs et d'actionneurs qui appliquent des mouvements de rotation ou translation aux éléments du réseau [40–43]. Il est aussi possible de réaliser des missions reconfigurables en vol à l'aide de réseaux réflecteurs passifs, par interchangeabilité des réseaux réflecteurs devant la source d'une antenne [36].

Les réseaux réflecteurs actifs avec des diodes [25, 44], FET [45], MEMS [35, 46] par contre, permettent de réaliser des couvertures reconfigurables dynamiques à grande vitesse de reconfiguration ou de balayage, avec une commande de phase discrète ou continue et une consommation de puissance moyenne, comparée aux réseaux à contrôle électronique de phase. La complexité des RR à déphasage électronique ainsi que leur capacité de puissance limitée et leur fiabilité en applications spatiales font actuellement l'objet d'études pour des applications éventuelles en transmission spatiale. Il est important de mentionner que les cellules de RR utilisant ces composants électroniques présentent des pertes qui ne sont en général pas acceptables dans l'industrie spatiale pour des applications de télécommunications.

Malgré leur rapidité de reconfiguration, les composants électroniques intégrés aux RR ne peuvent être utilisés en fréquences térahertz à cause des pertes élevées dans leurs circuits. Les matériaux accordables présentent une solution pour le déphasage des éléments de RR fonctionnant en ondes millimétriques. Les cristaux liquides [28], les déphaseurs à couche mince ferroélectriques avec une haute capacité en puissance [47] et très récemment, les cellules à graphène où la conductivité complexe est ajustable [48] sont de bons candidats pour les applications en térahertz et ondes millimétriques. Les technologies de matériaux ajustables, bien que très prometteurs pour les applications à haute fréquence, sont en expérimentation et n'ont pas encore atteint leur maturité pour des applications réelles.

En général, les réseaux réflecteurs rassemblent des avantages des antennes réflecteurs et des antennes réseau. L'avantage des antennes à réseau réflecteur vient de leur simplicité de fabrication, de leur coût inférieur, de la possibilité de les déployer en orbite, et des pertes de

dissipation inférieures du réseau d'alimentation, puisque l'alimentation se fait par propagation en espace libre.

Les réseaux réflecteurs, bien qu'ayant montré de bonnes performances, présentent encore quelques désavantages dont des réflexions incontrôlables de la puissance à certains angles d'incidence. En effet, pour régler le problème de blocage par la source et le sous-réflecteur dans un système à double réflecteur, la source primaire devrait être placée en offset, ce qui donne des angles d'incidence sensibles aux points les plus éloignés du sous-réseau réflecteur [22]. Donc, une alternative aux réseaux réflecteurs est présentée dans laquelle la réflexion est remplacée par la transmission [49].

2.1.5 Réseaux transmetteur

Les réseaux transmetteurs ou lentilles discrètes sont typiquement constitués d'un ou plusieurs panneaux rayonnants fonctionnant en transmission et pour lesquels la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture rayonnante est contrôlée localement grâce à des cellules élémentaires de tailles finies. Le premier réseau transmetteur réalisé par des délais de l'onde électromagnétique à travers une structure discrète est apparu dans la littérature en 1949 [50]. La figure 2.5 montre le principe de fonctionnement des éléments du réseau. L'onde dont le champ électrique est polarisé perpendiculairement à des plaques conductrices planes continue son trajet sans délai, alors que la déformation des plaques allonge le trajet, et cause ainsi un retard de phase comparativement au premier cas.

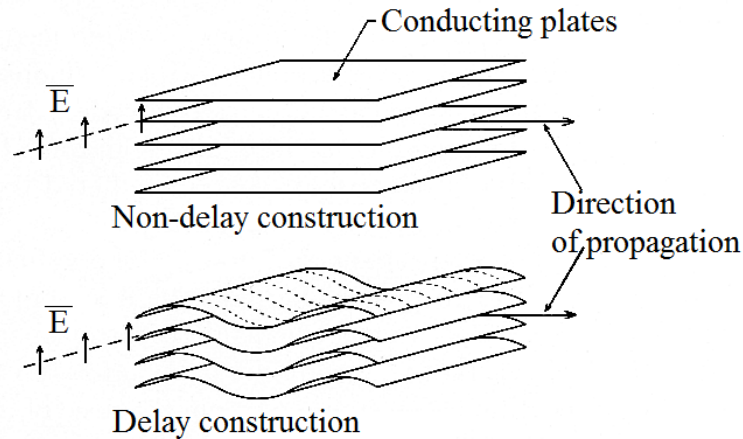


Figure 2.5 Premier réseau transmetteur réalisé par délais de l'onde EM [50].

L'intérêt pour les réseaux transmetteur augmenta significativement avec l'apparition de la technologie des antennes planes et les éléments microrubans [51]. L'élément du RT peut être assimilé à un circuit à deux ports qui reçoit et transmet une onde, tout en lui appliquant un déphasage, et sans causer de perte d'insertion. Ce déphasage peut être causé par des lignes de transmission de longueurs différentes ou des éléments couplés en résonance [38].

Similairement aux réseaux réflecteurs, les réseaux transmetteurs ou lentilles discrètes reconfigurables peuvent soit contenir des composants actifs intégrant des dispositifs agiles (diodes varacteurs, MEMS, diode p-i-n,...) ou des matériaux accordables (ferroélectrique, cristaux liquides) pour des fréquences plus élevées. La reconfiguration peut aussi être obtenue avec des RT passifs, avec le déplacement mécanique de la source ou le basculement entre des sources différentes sur le plan focal. Les indicateurs de performance principaux des réseaux transmetteurs sont : l'intervalle de déphasage atteignable, les pertes dans les éléments et la largeur de bande des éléments.

La solution proposée dans [52] présente un élément à 3 couches du RT, constitué de deux antennes patch couplées par des fentes. Des diodes varacteurs sont utilisées sur les patches et la fente afin de créer une troisième résonance et contrôler le déphasage en transmission. Ce RT permet un déphasage total de 245° et présente un maximum de 3 *dB* de perte sur les cellules.

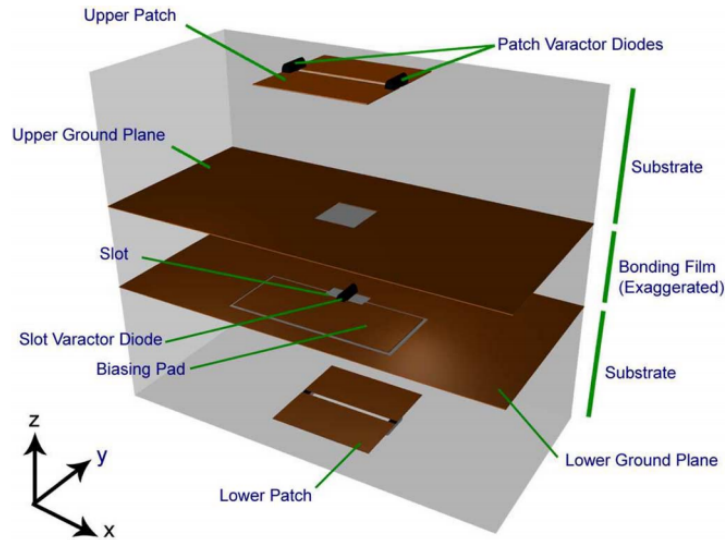


Figure 2.6 Cellules de réseau transmetteur à composants actifs [52].

La figure 2.7 montre les performances en déplacement de faisceau du réseau transmetteur de 6×6 éléments en élévation (a) et azimut (b) [53]. Le gain maximal mesuré est de 13 *dB*i

en direction transversal et un déplacement de faisceau de $\pm 20^\circ$ est démontré dans les deux plans. La différence entre le gain mesuré de $12,2 \text{ dBi}$ et le gain théorique de $21,7 \text{ dBi}$ à $5,7 \text{ GHz}$ pour une ouverture de cette taille est due aux pertes d'illuminations (*feed taper*, *spillover*), les pertes d'adaptation de la source et les pertes résistives dans les circuits.

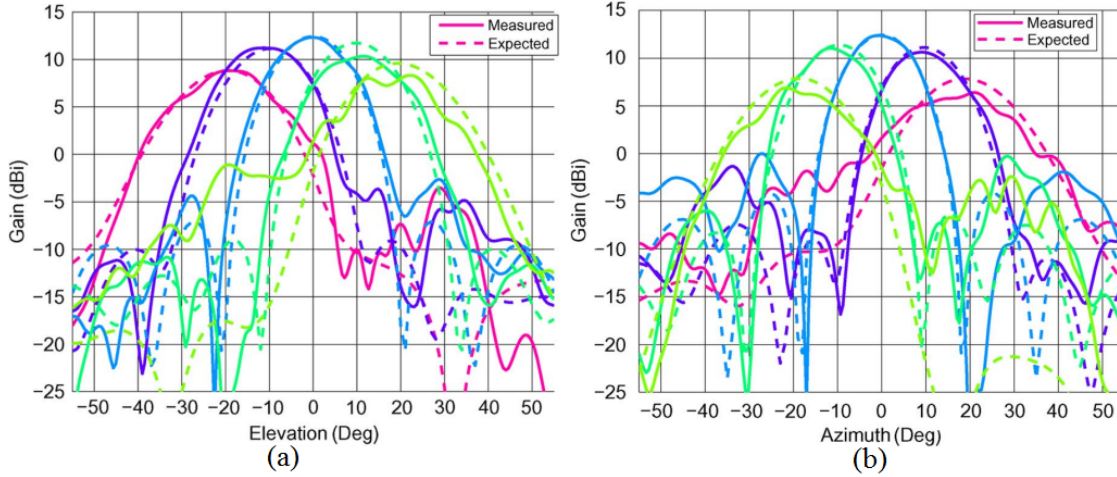


Figure 2.7 Déplacement de faisceau de RT de 6x6 éléments [53].

Utilisant une quantification à 1 bit seulement, les auteurs de [54] présentent un RT en bande de fréquence X de 20×20 éléments. Les cellules multicouches présentées dans la figure 2.8(a,b,c) sont composées par 4 couches métalliques : face active, lignes d'alimentations, plan de masse et face passive. Des diodes p-i-n sont montées sur la face active pour le contrôle du déphasage de la transmission.

Les éléments unitaires n'ont que deux états de phase (0° et 180°), des pertes d'insertion d'environ $2,1 \text{ dB}$ et une largeur de bande en transmission de $14,9 \%$. L'antenne est utilisée pour un balayage de faisceau de $\pm 70^\circ$ dans le plan H (figure 2.9(a)) et $\pm 40^\circ$ dans le plan E (figure 2.9(b)), avec des lobes secondaires à -15 dB au maximum, une perte de balayage de 3 dB sur une fenêtre de $\pm 39^\circ$ et une polarisation croisée de maximum $-12,3 \text{ dB}$. Ce réseau transmetteur a aussi été utilisé pour la formation de faisceau.

Une solution alternative pour l'analyse des RT est basée sur la théorie des filtres. Le réseau multicouche est constitué d'une cascade d'éléments analysés à la manière d'un filtre passe-bande. Les déphasages sont obtenus par l'accord des fréquences de résonances de chaque couche [55]. Un concept similaire a été utilisé par les auteurs de [56] pour la conception de RT multicouche avec des résonateurs identiques agissant comme des filtres accordables avec

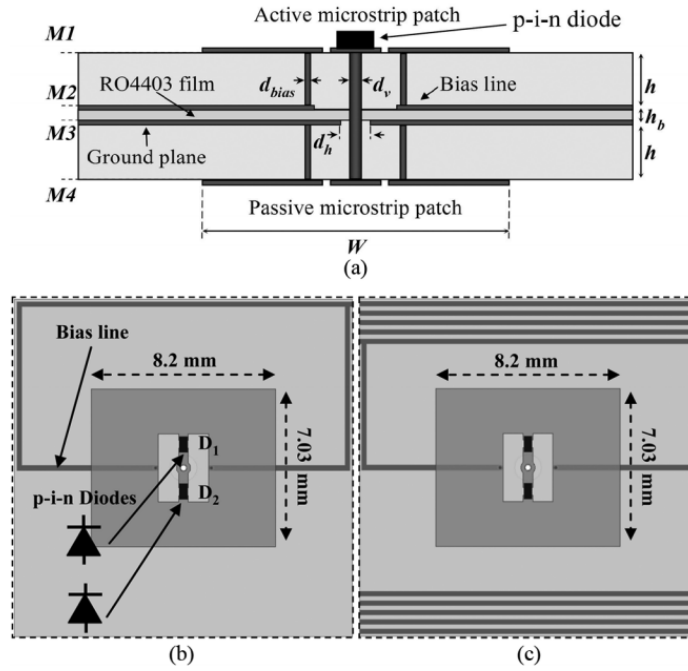


Figure 2.8 Cellules à 4 couches avec des diodes pin pour contrôle de déphasage [54].

des fentes de couplage chargées de diode varacteur. Les couches résonantes doivent cependant être espacées d'une longueur électrique de l'ordre du quart de longueur d'onde afin de permettre au filtre d'atteindre l'intervalle de phase nécessaire tout en gardant une bonne adaptation à l'entrée. Afin de réduire l'épaisseur du réseau, des résonateurs non identiques peuvent être utilisés [57] mais ils nécessiteraient des capacités et inductances accordables sur les couches différentes. Le désavantage principal de ce type de RT reconfigurable est la complexité du circuit de contrôle menant aux capacités et inductances variables. Les commutateurs RF MEMS, (comprenant des moyens de commutations micromécaniques permettant l'actionnement entre deux positions : état bloqué, et état passant) ont été utilisé par les auteurs de [58, 59] pour la conception d'un réseau transmetteur avec 484 éléments et 2420 commutateurs MEMS, avec une quantification de phase de 2-bit (4 états : 0° , 90° , 180° et 270°) ayant pour but un balayage de faisceau de $\pm 40^\circ$. La figure 2.11 montre la géométrie des éléments et le balayage de faisceau du réseau. Des pertes de transmission de plus de 11 dB sont observées, ainsi que des lobes secondaires élevés.

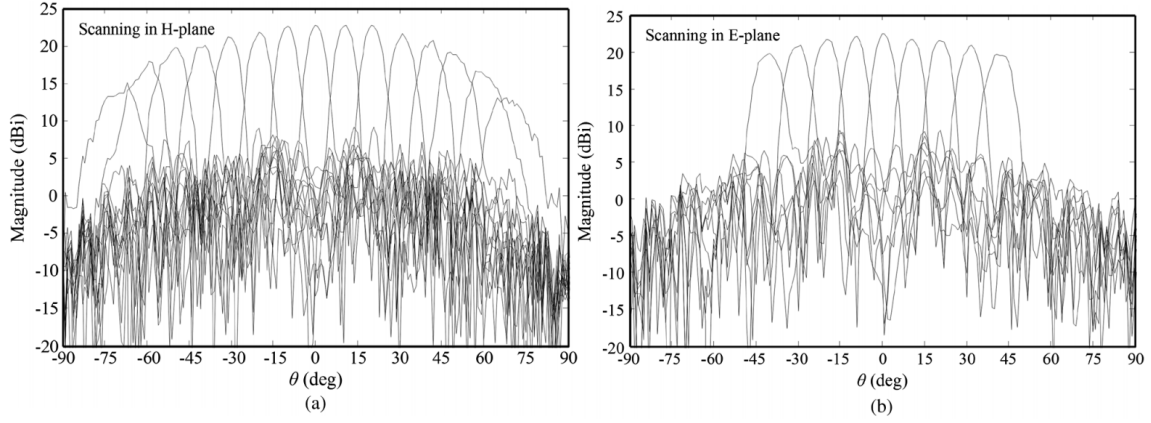


Figure 2.9 Balayage de faisceau en plan H et E [54].

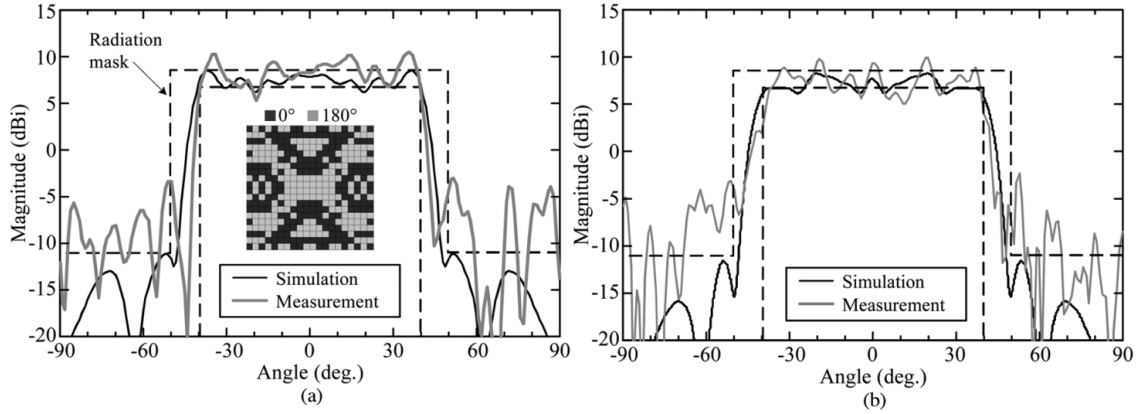


Figure 2.10 Faisceau formés [54].

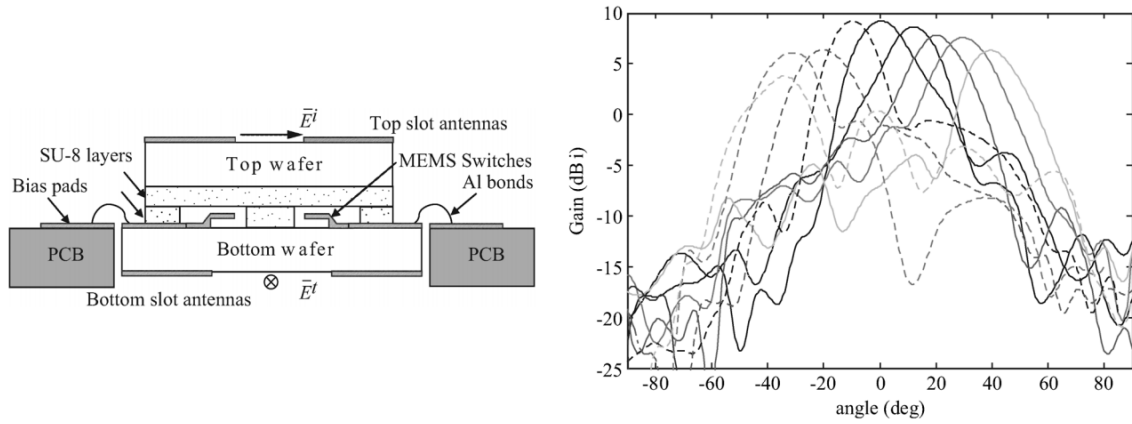


Figure 2.11 RT avec commutateurs MEMS et balayage de faisceau [60].

Dans [60], un RT avec seulement 2 états de phase par cellule est proposé en bande X. Des commutateurs MEMS sont montés directement sur des antennes patch couplées par fente du côté de la transmission. Les résultats théoriques de cette configuration montrent des pertes d'insertions de $0,8 \text{ dB}$. Cependant cette technologie n'a pas encore atteint sa maturité et des études sur sa fiabilité et performance pour des applications spatiales sont en cours [61–63]. Des surfaces périodiques avec des éléments dont la taille n'est qu'une petite fraction de longueur d'onde, les metasurfaces, ont été présentées [64] où l'indice de réfraction et donc la direction de l'onde traversant la surface est contrôlée par une légère alimentation en courant continu appliquée aux varacteurs intégrés aux éléments. Comparé aux réseaux à contrôle de phase électronique, ce type de réseau transmetteur est très léger et compact et pourrait être utilisé pour des balayages de faisceau.

Dans [65], un réseau transmetteur composé d'éléments à fraction de longueur d'onde basé sur un matériau ferroélectrique accordable est présenté où la variation de la permittivité permet le déphasage de l'onde le traversant. Un voltage variant de 0 V à 120 V et plusieurs couches sont nécessaires pour couvrir un déphasage total de 360° .

2.2 Antennes reconfigurables pour création de zéros

Parmi les sources d'interférence, la plus importante est due à l'interférence artificielle intentionnelle (brouillage). Le brouillage des signaux de satellites peuvent être fait par un pays ou par des utilisateurs commerciaux importants qui objectent à certaines contenues de diffusion, et qui chercheraient à brouiller la transmission. Durant les dernières années, plusieurs intrusions aux services de diffusion de signaux ont été rapportées. Par exemple, durant des soulèvements dans des pays du Moyen-Orient, des diffuseurs, dont BBC, Eutelsat et Deutsche Welle ont eu leurs programmes bloqués par le brouillage [66, 67].

Le domaine des communications spatiales a donc besoin de nouvelles méthodes pour neutraliser les effets de sources d'interférences. Des méthodes de filtrage et de traitement de signaux reçus sont utilisées [68], mais il est aussi nécessaire de pouvoir incorporer la possibilité de former des zéros dans le diagramme de rayonnement d'une antenne, dans la direction de la source d'interférence.

La formation de nul est généralement faite par des réseaux avec un contrôle sur l'amplitude et la phase des éléments [69]. Cependant, pour des antennes à réflecteur, une alternative devrait être développée. Une méthode est de placer une antenne auxiliaire proche de l'antenne principale qui formera le même diagramme de rayonnement que l'antenne principale sur toutes les régions, sauf dans la direction du nul, où la phase du faisceau serait à l'opposé

de la phase du faisceau principal, annulant ainsi le rayonnement dans cette direction [70]. Le seul exemple d'antenne à réflecteur avec la possibilité de formation de nul a été retrouvé dans le travail de Monk et Clarricoats [71]. La configuration utilisée pour la formation de nul dans le faisceau est constituée d'un réflecteur parabolique de 50 longueurs d'onde (λ) de diamètre, illuminé par un cornet à une distance focale de 40.2λ . Le maillage du réflecteur peut être déformé dans 78 points par des actionneurs. Un polygone contournant l'Amérique du Nord est choisi comme couverture, et des nuls sont formés par la déformation du réflecteur en dehors de la région de couverture et à l'intérieur de la couverture (figures 2.12 et 2.13).

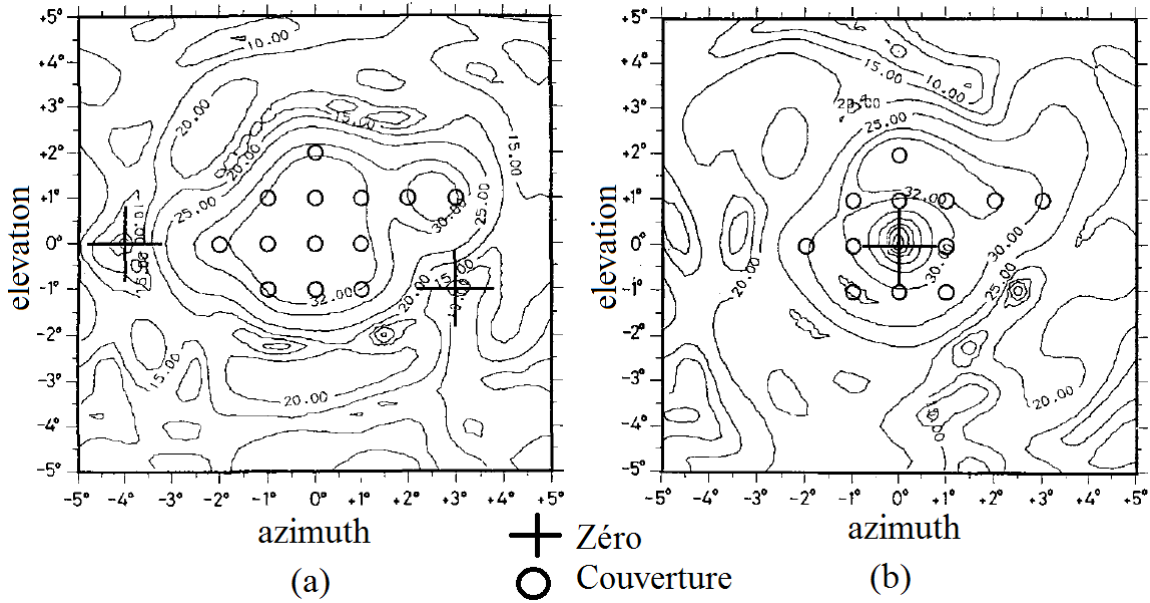


Figure 2.12 Prédiction de (a) 2 zéros synthétisés en dehors de la couverture (b) 1 zéro synthétisé au centre de la couverture [71].

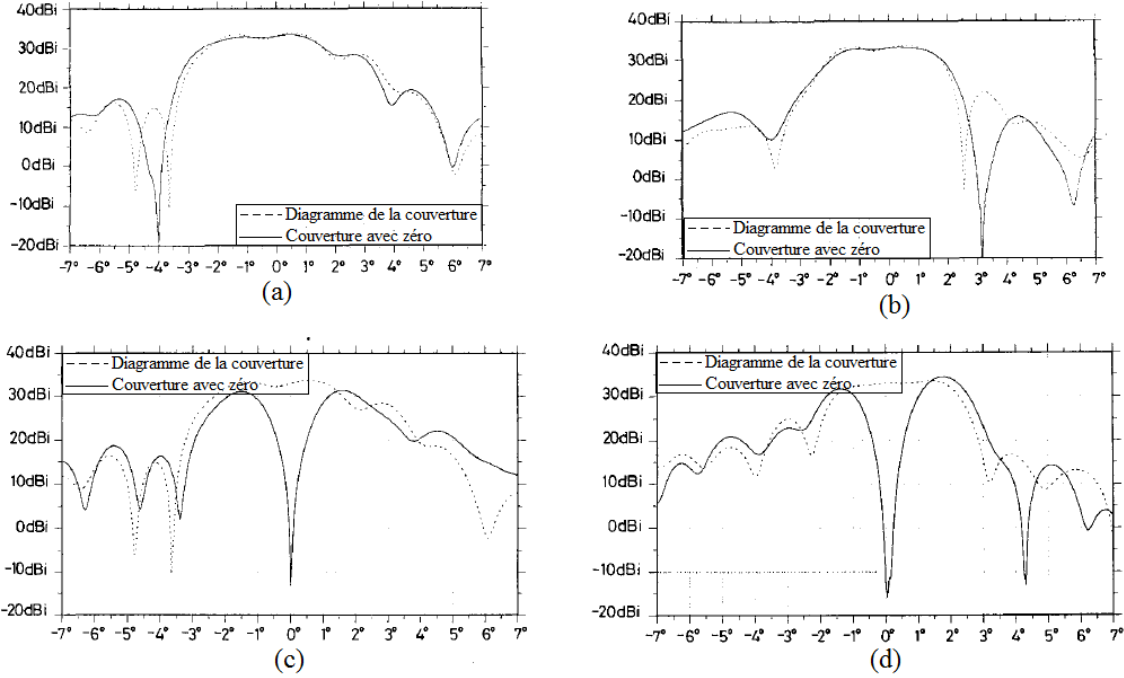


Figure 2.13 Prédiction des diagramme de rayonnement des couvertures avec et sans zéros (a) premier zéro en dehors de la couverture (b) deuxième zéro en dehors de la couverture (c) zéro au centre de la couverture dans le plan azimut (d) zéro au centre de la couverture dans le plan d'élévation [71].

La formation de zéros dans le diagramme de rayonnement pour cette configuration peut être faite à des endroits prédéterminés avec une connaissance *a priori* de l'emplacement de la source d'interférence.

2.3 Conclusion

Dans le cas d'une antenne de satellite reconfigurable, l'application spatiale restreint les technologies et topologies qui peuvent être utilisées. Les facteurs à considérer sont la consommation de puissance, la durabilité, le poids, la taille, la performance, et bien sûr, la fiabilité dans les circonstances thermiques particulière dans l'espace (grands écarts de température appliqués de façon cyclique sur le satellite en orbite). Dans toute la littérature existante sur les réseaux transmetteurs, le réseau seul est utilisé pour la formation de faisceau, la correction de phase, ou le dépointage de faisceau. Aucune tentative d'utiliser un réseau transmetteur en conjonction avec un réflecteur parabolique n'est actuellement connue. Pourtant, une telle technologie pourrait fournir des avantages en ce qui concerne la reconfiguration de la zone de couverture d'un satellite.

L'objectif du projet étant la réutilisation d'un satellite pour desservir de nouvelles régions grâce à la réorientation de la zone de couverture, la reconfiguration visée est passive, et de nombre limité. Une structure de couches flexibles a été choisie pour le réseau transmetteur. Un système de mise en défilement du film de motifs rayonnants comprend un premier tambour motorisé et un second tambour avec un moment de rappel permanent qui feraient défiler le réseau transmetteur afin de placer devant le cornet le plan de déphaseurs donnant le faisceau de la couverture voulue, comme le montre la figure 2.14a. La figure 2.14b montre un autre mécanisme de reconfiguration basé sur des RTs empilés et sélectionnable par un actionneur rotatif, utilisant le mécanisme de déploiement des antennes déjà existant sur les satellites.

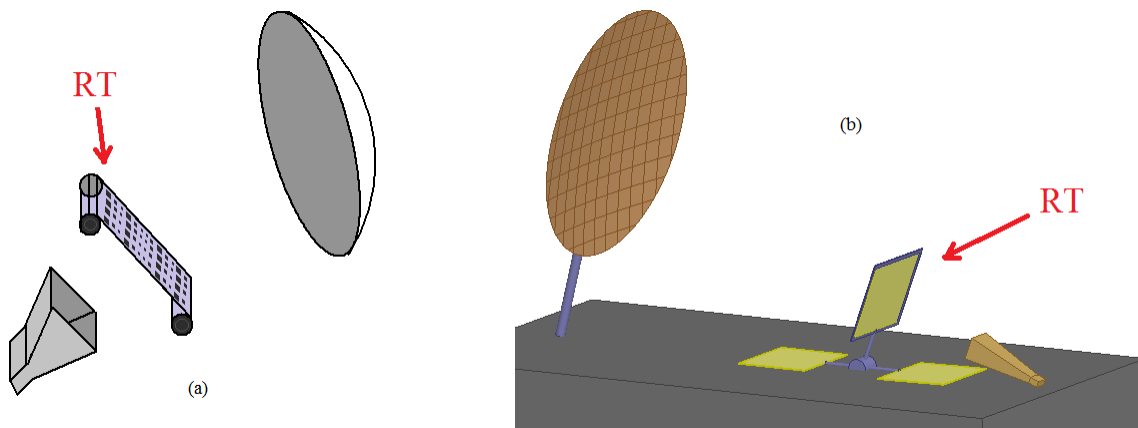


Figure 2.14 Configuration reconfigurable proposée : Cornet – réseau transmetteur (a) en défilement ou (b) remplaçable, et réflecteur parabolique.

Ce système présente de nombreux avantages par rapport aux technologies actuellement disponibles.

- Le coût du système : une reconfigurabilité obtenue, sans recourir aux technologies de formation de réflecteurs ou l'utilisation de réseaux compliqués d'alimentation. En plus du réflecteur parabolique et du cornet d'alimentation, l'antenne comprend un mécanisme de reconfigurabilité constitué de rouleaux de substrats imprimés et de moteurs à charges légères.
- Le poids : plus léger comparé à l'alimentation du réflecteur par des réseaux de cornets.
- La consommation en puissance : puisque la reconfigurabilité n'est nécessaire qu'un nombre réduit de fois dans la durée de vie du satellite, les moteurs sont toujours dans le mode bloqué, et n'ont de consommation que pour le déroulement du réseau trans-

metteur.

- Sensibilité réduite aux erreurs de placement et des tolérances de surface comparés aux réseau réflecteurs.

Ceci dit, cette configuration n'est reconfigurable que pour un nombre limité de fois, et pour des couvertures déterminées avant le lancement du satellite. La reconfiguration est lente, et des études sur le mécanisme de reconfiguration et la résistance des RTs aux vibrations et changements thermiques devront être effectuées.

Une étude préliminaire pour la validation de la configuration et des études sur les erreurs de placement des RTs dans le montage seront faites dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3 PREUVE DE CONCEPT THÉORIQUE DE L'ARRANGEMENT CORNET-RÉSEAU TRANSMETTEUR-RÉFLECTEUR

L'objectif principal du travail consiste à proposer et valider un nouveau concept d'antenne satellite à faisceau reconfigurable, avec une structure réflecteur-sous transmetteur-cornet. Afin d'atteindre l'objectif principal, il faudra plus spécifiquement :

- Développer un programme pour l'analyse de performance des antennes à réflecteurs-réseau transmetteur, afin de démontrer le concept proposé et définir les limites de discrétisations en phase et la taille des éléments de sous-réseaux transmetteur (Chapitre 3).
- Concevoir des cellules reconfigurables à hautes efficacité et larges bandes (Chapitre 4).
- Mettre en œuvre des cellules conçues dans un prototype de taille réduite et réaliser un prototype du système d'antenne considéré. Mesurer et valider le concept (présenté dans le chapitre suivant, Chapitre 5).
- Concevoir et réaliser un réseau transmetteur de taille réelle et effectuer les mesures. (Chapitre 6).
- Concevoir et réaliser l'architecture complète (Chapitre 7).

Après une introduction sur le principe d'opération des réseaux transmetteur, la première partie présente le développement et la validation d'une méthodologie de conception capable de déterminer les performances globales du système cornet-réseau transmetteur-réflecteur parabolique. Par la suite, la conception de la cellule du réseau transmetteur est présentée au chapitre 4.

3.1 Réseaux transmetteurs : principe d'opération

Un schéma général d'un réseau transmetteur est montré dans la figure 3.1. La source est placée à une distance F (distance focale de la lentille discrète) illumine le réseau constitué de plusieurs couches fonctionnant en transmission dont le rôle est d'appliquer un déphasage à l'onde. Le choix de la distance focale est un compromis entre les pertes de débordement (*spillover loss*) et les pertes dues à l'illumination non-uniforme en amplitude du RT. Dans le premier cas il s'agit bien de puissance perdue par l'antenne alors que dans le deuxième cas il

s'agit d'une utilisation sous-optimale de la surface d'antenne disponible.

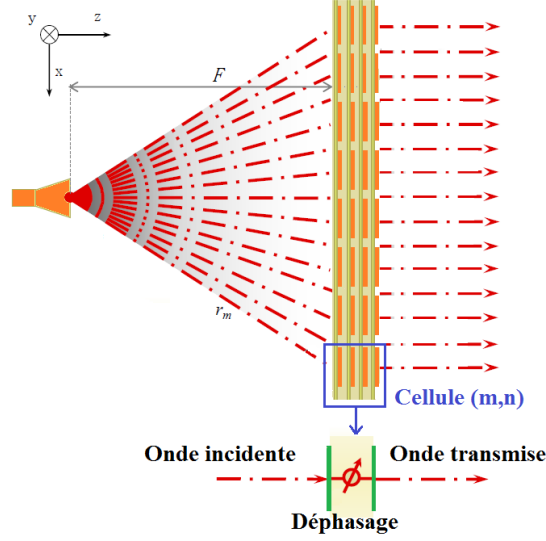


Figure 3.1 Réseau transmetteur.

Le champ transmis par le réseau transmetteur est calculé dans l'équation suivante :

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \vec{E}_{horn}(m, n) \vec{E}_{elem} T(m, n) e^{jk_0(\vec{r}(m, n) \cdot \hat{r})} \quad (3.1)$$

$$T(m, n) = S_{21cell}(m, n) e^{j\varphi_{cell}(m, n)} \quad (3.2)$$

Où $\vec{E}_{horn}(m, n)$ est le champ incident émanant de la source sur la cellule (m, n) , \vec{E}_{elem} est le facteur d'élément, $T(m, n)$ est la fonction de transfert de la cellule (m, n) , k_0 la constante de propagation dans l'air, $\vec{r}(m, n)$ le vecteur de position de l'élément et \hat{r} la direction d'observation.

3.2 Analyse d'antenne réseau transmetteur—réflecteur parabolique reconfigurable

L'outil d'analyse du système que nous avons conçu effectue deux étapes :

1. l'analyse en optique physique d'un réflecteur parabolique éclairé par un cornet idéal qui peut être déplacé latéralement pour créer le dépointage du faisceau principal ;

2. un réseau transmetteur, formé par un nombre défini de cellules est placé devant la source primaire, et le champ lointain du système est calculé.

Dans les analyses suivantes, tous les tests sont faits avec un réflecteur à symétrie axiale, sans considération des effets de blocage par la source et le RT, mais en pratique, on s'intéressera aux configurations décentrées dans lequel le réseau transmetteur ne cause pas de blocage.

3.2.1 Analyse en optique physique/courants de surface d'une antenne parabolique.

L'antenne à réflecteur parabolique est illuminée par une antenne primaire placée au foyer du paraboloïde. Le fonctionnement de l'antenne à réflecteur parabolique repose sur deux principes essentiels (figure 3.2) :

- Tous les rayons émanant du point focal d'une parabole sont renvoyés par le réflecteur parallèlement à son axe.
- Tout rayon émis à partir du point focal et renvoyé par le réflecteur atteint un plan orthogonal à l'axe du réflecteur en ayant effectué le même trajet optique. La distribution du champ dans ce plan décrit alors une ouverture circulaire équi-phase, d'où un diagramme de rayonnement où le faisceau principal est centré dans la direction transversale.

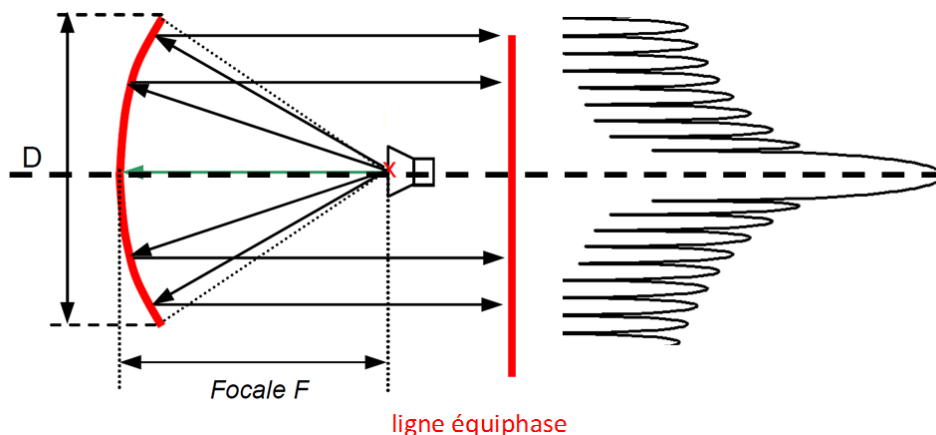


Figure 3.2 Illumination du réflecteur avec une source au foyer.

Lorsqu'une source focale illuminant un réflecteur est déplacée latéralement d'une distance δ par rapport au foyer (figure 3.3), le faisceau résultant subit un dépointage. Ce phénomène s'explique par un déphasage du champ rayonné du fait que la source et son réflecteur ne sont plus assimilables à une ouverture rayonnante équi-phase. Le champ lointain d'une antenne

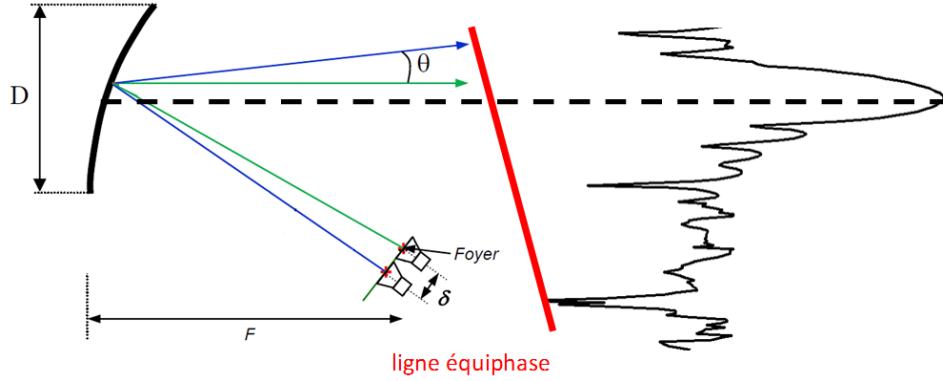


Figure 3.3 Illumination du réflecteur par un cornet déplacé latéralement.

parabolique est calculé par l'intégrale de rayonnement suivante :

$$\vec{E}(\theta_r, \varphi_r) = -j\eta(\bar{\bar{I}} + \frac{1}{k^2}\nabla\nabla) \iint \vec{J}(r_r) \frac{e^{-jk\|\vec{r}_p - \vec{r}_r\|}}{4\pi \|\vec{r}_p - \vec{r}_r\|} ds \quad (3.3)$$

où les opérateurs différentiels sont des dérivées par rapport à \vec{r}_p (coordonnée du point d'observation), et l'intégrale est effectuée sur la surface du réflecteur avec :

$$ds = r_r^2 \sec \frac{\theta_r}{2} \sin \theta_r d\theta_r d\varphi_r \quad (3.4)$$

\vec{r}_p et \vec{r}_r sont défini dans la figure suivante.

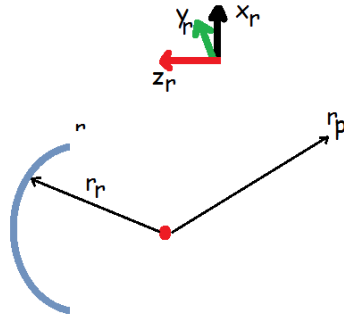


Figure 3.4 Définition des vecteurs.

Pour calculer cette équation, il faudrait d'abord déterminer la distribution de courant \vec{J}_s induite sur la surface du réflecteur. Cette distribution peut être obtenue par une approximation d'optique physique. Cette approximation consiste à utiliser les rayons de l'optique géométrique pour estimer les champs incidents sur une surface, en déduire un courant de surface induit, puis intégrer les champs produits par ces courants sur toute la surface éclairée pour déterminer les champs transmis et réfléchis.

Pour pouvoir utiliser l'approximation de l'optique physique, il faudrait que les dimensions de la parabole soient assez grandes comparativement à la longueur d'onde, pour qu'à chaque point d'incidence du champ rayonné par la source on puisse considérer l'induction de courant comme un phénomène local. Il faudrait aussi que chaque point de réflexion du réflecteur soit situé dans le champ lointain de la source primaire, pour que l'onde incidente au réflecteur puisse être approximée localement par une onde plane.

Dans le cas d'alimentation par cornet à diagramme suivant la loi $\cos^q\theta$ ([72] 7.239a), le champ incident peut être approximé par :

$$\vec{E}_i = V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{r_s} \left[C_E(\theta_s) \cos\varphi_s \hat{\theta}_s - C_H(\theta_s) \sin\varphi_s \hat{\varphi}_s \right] \quad (3.5)$$

Où $C_E(\theta_s) = \cos^q(\theta_s)$ et $C_H(\theta_s) = \cos^q(\theta_s)$. Le champ est exprimé dans le système de coordonnées de la source, d'où les indices s .

Par la suite, le champ incident magnétique peut être obtenu par :

$$\vec{H}_i(r_s) = \frac{1}{\eta} \hat{r}_s \times \vec{E}_i(r_s) \quad (3.6)$$

Ce qui nous permet de calculer le courant de surface sur le réflecteur :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times (\vec{H}_i + \vec{H}_r) = 2\hat{n} \times \vec{H}_i \quad (3.7)$$

Pour pouvoir calculer le courant de surface induit par une source déplacée du foyer, trois systèmes de coordonnées sont définis (coordonnées de la source, du réflecteur, et de l'observation en champ lointain). Des transformations entre les systèmes sont nécessaires [73] et la démonstration théorique étant relativement longue, les détails du calcul sont disponibles dans l'Annexe A. Dans ce chapitre, seuls les résultats du code développé sont présentés.

Afin de valider le code, le champ lointain d'un réflecteur parabolique avec un ratio entre la distance focale et le diamètre du réflecteur (F/D) de 0,8 et un diamètre de 30λ est illuminé par un cornet idéal $\cos^{6.5}(\theta)$ et les méthodes d'optique physique et d'optique géométrique sont comparés.

Pour le calcul en optique géométrique, le champ électrique réfléchi par le réflecteur (en ré-

flexion spéculaire) sur la projection de l'ouverture du réflecteur sur le plan focal est [72](eq.7-205) :

$$\vec{E}_a(\theta, \varphi) = \hat{x}V_0 \frac{e^{-j\beta 2F}}{r_f} \cos^q \theta_f \quad (3.8)$$

Le champ rayonné de l'antenne est obtenu par l'intégration des champs sur cette ouverture :

$$\begin{aligned} \vec{P} &= \int \int_{S_a} \vec{E}_a e^{j\beta \vec{r}' \cdot \hat{r}} ds \\ P_x &= \int_0^{2\pi} \int_0^a -\hat{x}V_0 \frac{e^{-j\beta 2F}}{r_f} \cos^q \theta_f e^{j\beta \rho' \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')} \rho' d\rho' d\varphi' \\ &= -8\pi V_0 F e^{j\beta 2F} \int_0^a \frac{\cos^q \theta_f}{4F^2 + \rho'^2} \rho' J_0(j\beta \rho' \sin \theta) d\rho' \\ E_x(\theta) &= j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{2\pi r} \frac{1 + \cos \theta}{2} P_x \cos \varphi \end{aligned} \quad (3.9)$$

L'angle de dépointage du faisceau peut être déterminé par l'équation du facteur de déviation

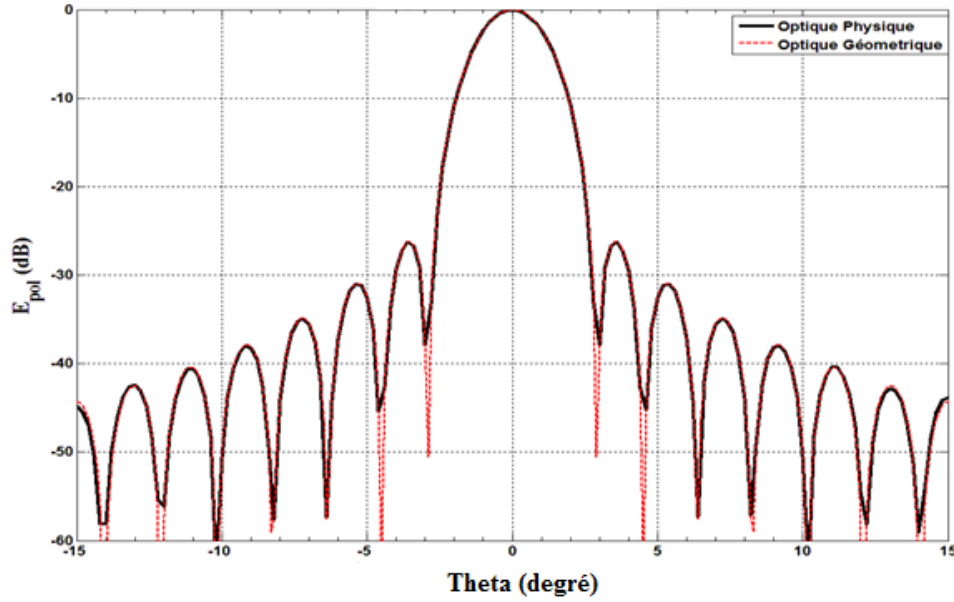


Figure 3.5 Diagramme de rayonnement d'un réflecteur parabolique illuminé par un cornet calculé par la méthode d'optique physique et d'optique géométrique, pour un modèle de cornet $\cos^{6.5}\theta$ à 30 GHz, pour un réflecteur parabolique avec $F/D = 0.8$ et $D = 30\lambda$.

de faisceau (*Beam Deviation Factor* : BDF) [74]. La figure 3.6 montre la définition des angles de déviation et du déplacement du cornet.

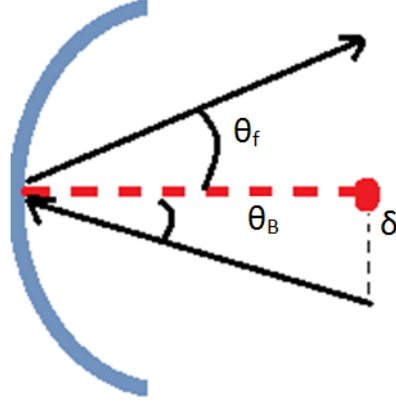


Figure 3.6 Définition des angles θ_f et θ_B .

$$BDF = \frac{\theta_B}{\theta_F} = \frac{1 + k \left[4 \frac{F}{D} \right]^{-2}}{1 + \left[4 \frac{F}{D} \right]^{-2}} \quad (3.10)$$

Où le paramètre k dépend de la source primaire. Pour une illumination des bords du réflecteur de -12 dB , cette valeur est 0,36 (selon [74]).

Ce facteur de déviation tend vers l'unité pour des valeurs de F/D supérieures à 1,5. En effet, vu la géométrie, plus F/D augmente, plus on s'approche d'une surface plane, et donc d'une réflexion spéculaire.

Dans un système focalisant, si la source est déplacée du foyer, il n'y a qu'une focalisation partielle. Les aberrations de phase introduites entraînent une dégradation de rayonnement. Plus le décalage est grand, plus cette aberration est importante. Elle entraîne des erreurs de pointage, de l'astigmatisme qui fait remonter les lobes secondaires et de l'aberration de coma qui entraîne une forte dissymétrie de diagramme. Les lobes secondaires augmentent du côté opposé au dépointage, et diminuent sur l'autre.

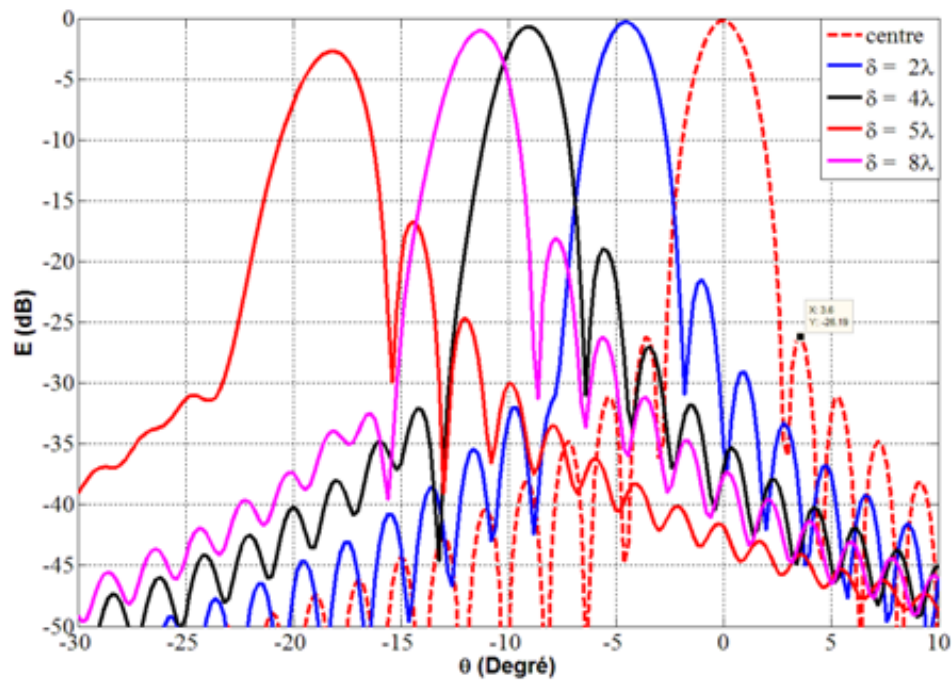


Figure 3.7 Dépointages de faisceau causé par déplacement latéral de un cornet représenté par $\cos^{6.5}\theta$, pour un réflecteur parabolique avec $F/D = 0.8$ et $D = 30\lambda$.

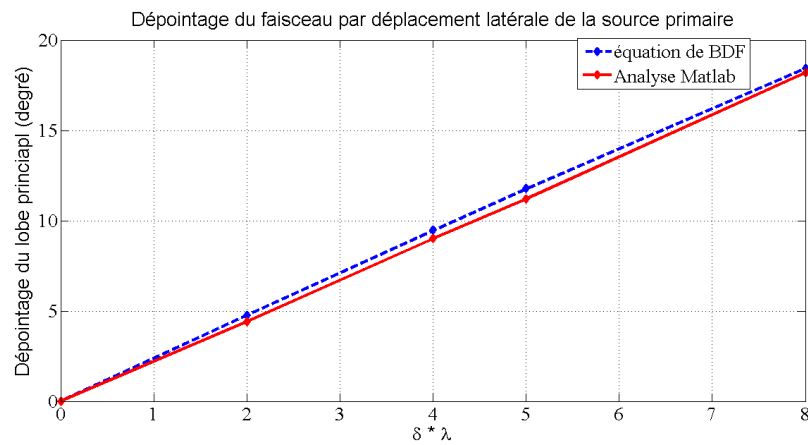


Figure 3.8 Facteur de déviation de faisceau (*Beam Deviation Factor* calculé et simulé).

La figure 3.7 montre la déviation du faisceau avec le déplacement de la source. Le gain diminue de 1 dB pour un dépointage de $11,2^\circ$ et de 3 dB à $18,2^\circ$. Le niveau des lobes secondaires monte de 26 dB à 16 dB pour un dépointage de $18,2^\circ$. Dans la figure 3.8, le dépointage du faisceau par le déplacement latéral de la source calculé par l'équation 3.10 et l'analyse en optique physique sont comparés.

Il est possible de déterminer des zones où les erreurs d'aberration sont minimales, pour déplacer la source primaire selon les courbes calculées. Ces calculs devraient être faits pour la structure finale, c'est-à-dire le réflecteur illuminé par un cornet dont les rayons sont filtrés par le réseau transmetteur.

L'étape suivante consiste à insérer un réseau de cellules opérant en transmission entre la source primaire (cornet) et le réflecteur parabolique.

3.2.2 Analyse en optique physique/courants de surface d'une antenne parabolique éclairée par un réseau.

Dans le système envisagé, on désire dépointer le faisceau principal sans avoir à déplacer le cornet d'alimentation. Ceci est obtenu en insérant un RT entre le cornet et la parabole. Les phases du RT sont ajustées afin de simuler un déplacement virtuel du cornet. Afin d'avoir le même effet de déviation du faisceau avec un réseau transmetteur (déplacement virtuel) et un cornet déplacé latéralement (déplacement réel), il faudrait avoir une distribution de courant électrique similaire dans les deux cas sur le réflecteur parabolique.

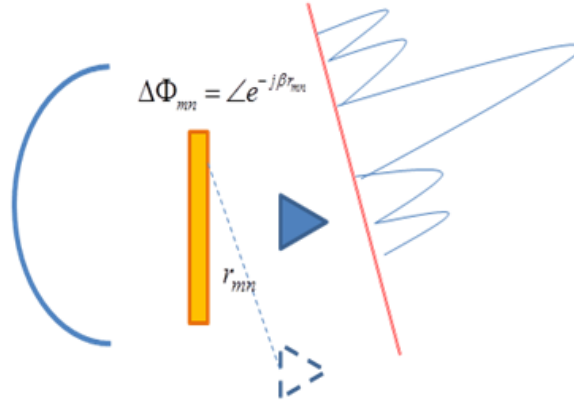


Figure 3.9 Simulation du déplacement d'une source par le biais d'un réseau transmetteur.

Comme étape intermédiaire au placement virtuel, la source primaire (cornet) est fixée au foyer, et la phase rayonnée imposée par le RT varie selon l'angle de rayonnement. Cette phase est proportionnelle à un déplacement virtuel du cornet. Ceci est une approximation

du déplacement du cornet, puisque seul la phase du cornet déplacé est reproduit par le RT, mais la distribution d'amplitude reste celle du cornet au point focal.

La distribution du courant sur le réflecteur dans le plan $\varphi = 0^\circ$ (plan $x_r z_r$ dans la figure 3.10) est montrée dans la figure 3.11. Le cornet virtuel produit par le réseau transmetteur doit générer le même déphasage qu'un cornet déplacé latéralement, ce que confirment les courbes de phase sur le réflecteur qui sont les mêmes pour les deux cas. Cependant, la distribution en amplitude est différente puisque dans le cas du cornet déplacé, le réflecteur n'étant pas illuminé du foyer, les chemins parcourus de la source jusqu'au réflecteur et l'ouverture de l'antenne sur le plan focal ne sont pas égaux, alors que pour la source placée au foyer, le trajet réel parcouru par l'onde, de la source jusqu'à un plan sur le focal est toujours égal à $2F$. Ceci nous mène à déduire qu'en plaçant le cornet au foyer et en générant le déphasage par le positionnement du RT, le délai en temps réel est égal pour tous les angles de rayonnement.

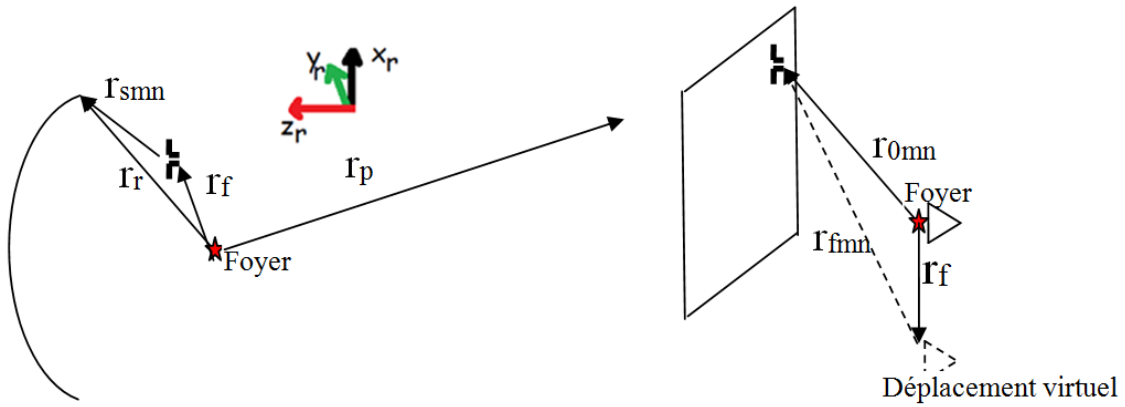


Figure 3.10 Réflecteur parabolique éclairé par des cellules de réseau transmetteur et RT illuminé par un cornet.

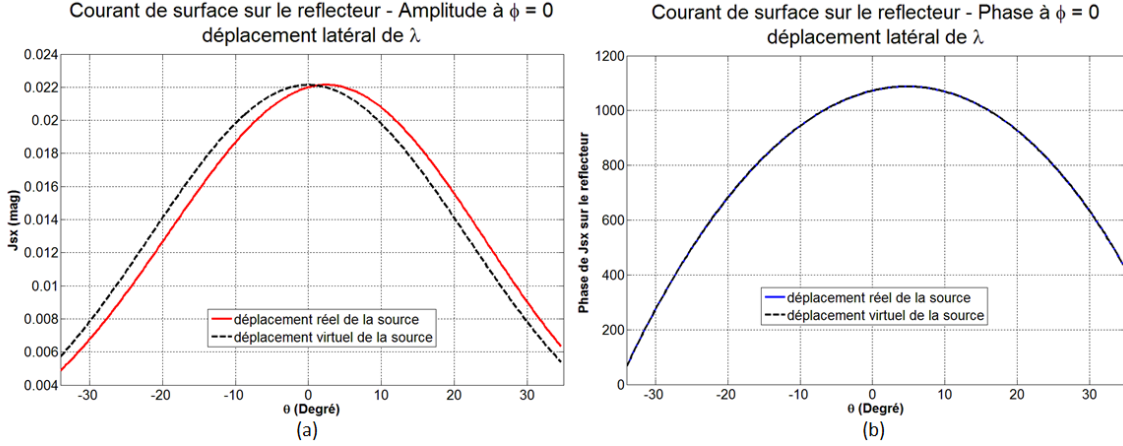


Figure 3.11 Courants de surface sur un réflecteur parabolique : source au foyer et déplacée (a) Amplitude (b) Phase.

Pour le calcul du champ lointain avec la méthode d'optique physique, la source est remplacée par un réseau de dipôles (représentation simplifiée de patches rayonnant). La figure 3.12 montre les systèmes de coordonnées utilisés dans cette analyse ((x_r, y_r, z_r) pour le réflecteur, (x_s, y_s, z_s) pour les éléments du RT et (x_p, y_p, z_p) pour le champ lointain).

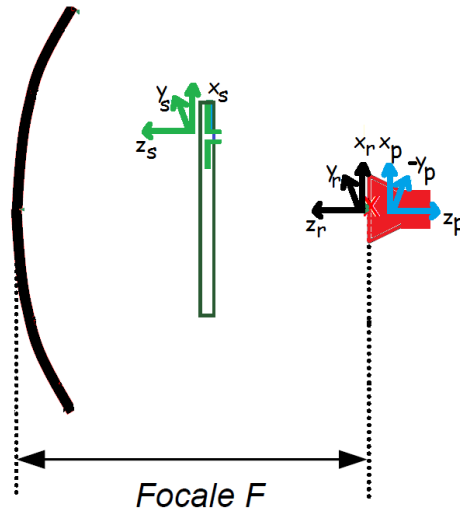


Figure 3.12 Systèmes de coordonnées.

Il faut d'abord définir l'excitation initiale des cellules et le champ lointain rayonné.

$$E_s = V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{r_s} \left[C_E(\theta_s, \varphi_s) \cos \varphi_s \hat{\theta}_s - C_H(\theta_s) \sin \varphi_s \hat{\varphi}_s \right] \quad (3.11)$$

où $C_E(\theta_s) = -\sqrt{1 - \sin^2\theta_s \cos^2\varphi_s}$ et $C_H(\theta_s) = 1$.

V_0 représente l'excitation initiale en amplitude et phase des éléments du réseau et varie en fonction de la position de l'élément (m, n) dans le réseau. Pour la partie amplitude, il faut prendre en compte le facteur de propagation de l'onde sphérique qui émane du foyer, plus le diagramme de rayonnement de la source primaire, qui, ici, est représentée par un cornet idéal avec un diagramme représenté par $\cos^q\theta$.

Dans cette étape de vérification du concept du système, la source est considérée comme idéale, et l'approximation de champ lointain est utilisée pour le champ rayonné par le cornet sur le réseau transmetteur. Dans de prochaines étapes, ceci devrait éventuellement être remplacé par les valeurs de champ proche d'un cornet.

$$V_0 = \frac{e^{-j\beta r_{fmn}}}{r_{0mn}} E_{\text{cornet}} \quad (3.12)$$

Donc l'illumination du réflecteur est faite par N^2 éléments, placés sur un plan déplacé du foyer aux points $(x_s(m, n), y_s(m, n), z_s(m, n))$.

On considère que le réflecteur est dans le champ lointain de chaque dipôle pris individuellement (distance minimale de 22λ pour un réseau placé à 10λ du foyer dans le cas type étudié dans la section 3.2.1 avec $F/D=0,8$ et $F=24\lambda$), mais vu la taille du réseau transmetteur, le réflecteur n'est pas dans son champ lointain. En conséquence, au lieu d'utiliser la théorie des réseaux pour le calcul des courants de la surface sur le réflecteur, c'est la sommation des champs transmis émanant des éléments du RT qui est utilisée sans utiliser l'approximation des rayons parallèles pour les distances r_{smn} .

$$\begin{aligned} J_{sx} = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N 2V_0 \frac{e^{-j\beta(r_{smn}+r_{0fmn})}}{\eta r_{smn} r_{0fmn}} \times & \left(C_H(\theta_{smn}) \sin\varphi_r \sin\frac{\theta_r}{2} \sin\theta_{smn} \sin\varphi_{smn} \right. \\ & + C_H(\theta_{smn}) \cos\frac{\theta_r}{2} \cos\theta_{smn} \sin^2\varphi_{smn} \\ & \left. + C_E(\theta_{smn}) \cos\frac{\theta_r}{2} \cos^2\varphi_{smn} \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} J_{sy} = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N 2V_0 \frac{e^{-j\beta(r_{smn}+r_{0fmn})}}{\eta r_{smn} r_{0fmn}} \times & \left(-C_H(\theta_{smn}) \cos\frac{\theta_r}{2} \cos\theta_{smn} \cos\varphi_{smn} \sin\varphi_{smn} \right. \\ & + C_E(\theta_{smn}) \cos\frac{\theta_r}{2} \sin\varphi_{smn} \cos\varphi_{smn} \\ & \left. - C_H(\theta_{smn}) \cos\varphi_r \sin\frac{\theta_r}{2} \sin\theta_{smn} \sin\varphi_{smn} \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned}
J_{sz} = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N 2V_0 \frac{e^{-j\beta(r_{smn}+r_{0fmn})}}{\eta r_{smn} r_{0fmn}} \times & \left(-C_H(\theta_{smn}) \cos \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \cos \theta_{smn} \sin^2 \varphi_{smn} \right. \\
& - C_E(\theta_{smn}) \cos \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \cos^2 \varphi_{smn} \\
& + C_H(\theta_{smn}) \sin \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \cos \theta_{smn} \cos \varphi_{smn} \sin \varphi_{smn} \\
& \left. - C_E(\theta_{smn}) \sin \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \sin \varphi_{smn} \cos \varphi_{smn} \right) \quad (3.15)
\end{aligned}$$

La modélisation de l'antenne réflecteur illuminée par N^2 éléments du réseau transmetteur est exigeante sur le plan des calculs, donc il importe de faire le bon choix en termes de nombres d'éléments, de leurs espacements, et de l'éloignement du réseau de la source primaire situé au foyer.

Le premier but étant la simulation du déplacement latéral de la source par le biais du réseau transmetteur, avant de procéder à l'analyse du système complet, la distribution de courants sur la surface du réflecteur est vérifiée et comparée à celle créée par un cornet déplacé. La taille du réseau transmetteur est telle qu'il reste dans les proportions de l'angle sous-tendu de la parabole (Figure 3.13), pour empêcher le débordement des rayons du cornet vers le réflecteur. Les paramètres à vérifier sont l'effet de l'éloignement du réseau transmetteur du foyer, la discrétisation du réseau (nombre d'éléments et leurs effets sur le diagramme de rayonnement), et les caractéristiques du réflecteur, notamment la proportion F sur D .

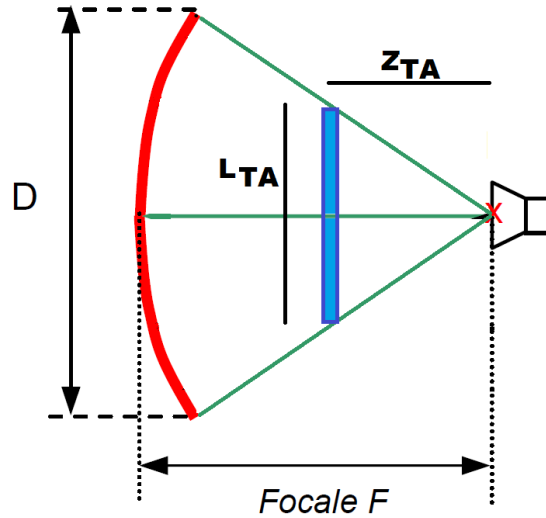


Figure 3.13 Proportions du réseau transmetteur.

L'effet de l'éloignement du réseau transmetteur par rapport à la source primaire est illustré

dans les figures suivantes. Tout en restant dans l'angle sous-tendu du réflecteur (Figure 3.13), les courants de surface et les diagrammes de rayonnement sont illustrés (Figure 3.14 et 3.15) pour un RT très proche ($Z_{TA} = 0.1\lambda$) du foyer, et à 5, 10 et 15 longueurs d'onde.

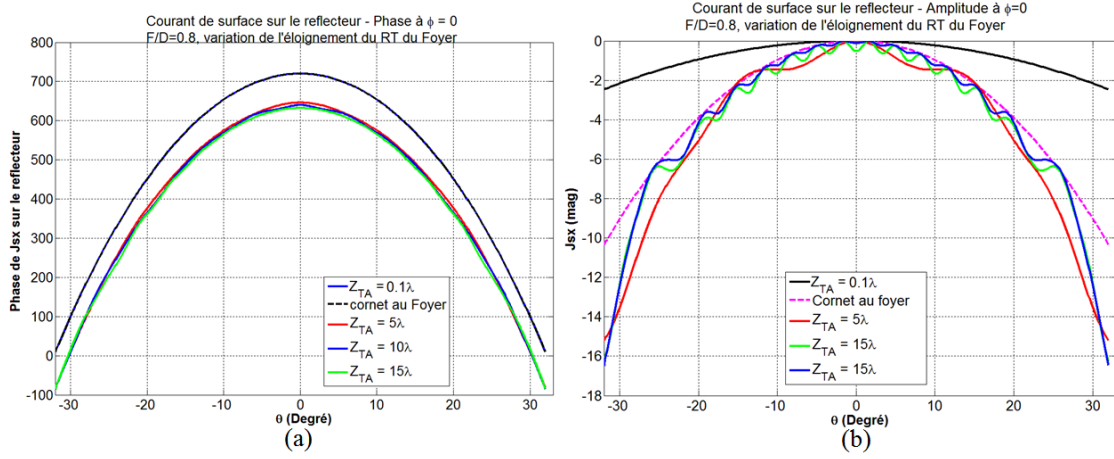


Figure 3.14 Différent positionnements du réseau transmetteur, placé à des Z_{TA} de 0.1, 5, 10 et 15 λ du foyer et d'un cornet seul sur le point focal; courants de surface sur le réflecteur (a) Amplitude; (b) Phase.

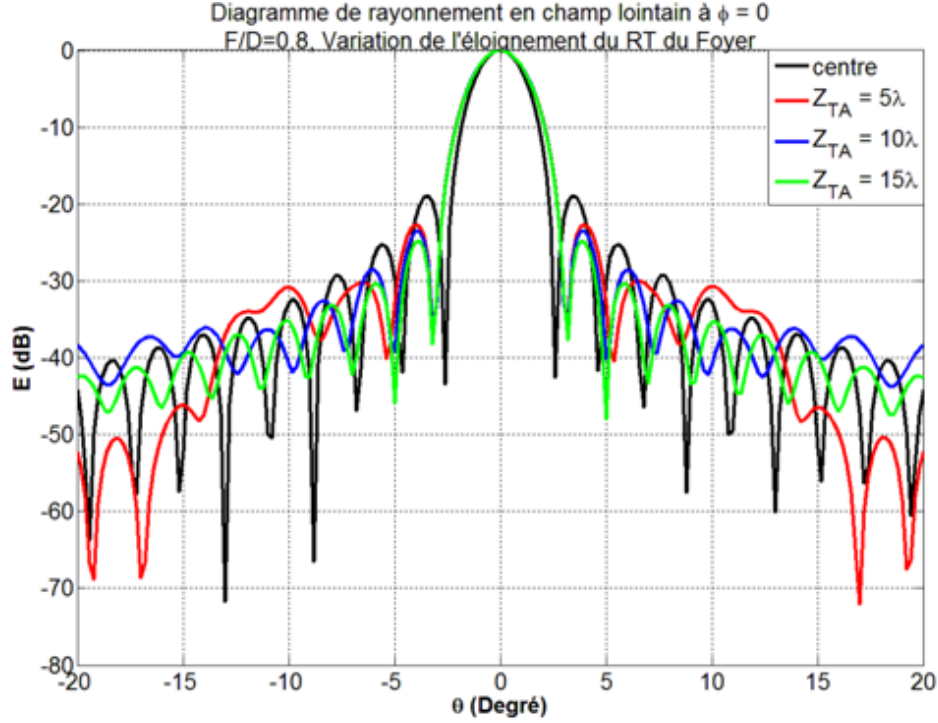


Figure 3.15 Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0$ pour RTs posés à des distances de 5, 10 et 15 λ du foyer.

Ces courbes montrent que le diagramme de rayonnement est très affecté par l'éloignement du réseau du foyer. Cela peut être expliqué par le fait que plus le réseau se rapproche du point focal, plus ses dimensions deviennent petites et limitées en nombre de cellules, et le filtrage de l'onde rayonné par le réseau et la reconstruction du faisceau d'un cornet déplacé du foyer devient imparfaite. En effet, dans les distances proches du foyer, le réseau reconstruit le faisceau d'un réflecteur éclairé par un dipôle comme le montre la figure 3.16. Quand le réseau est suffisamment éloigné du foyer afin de reconstruire la même distribution de phase qu'un cornet sur le réflecteur, la performance n'est pas sensible au nombre de cellules par unité de surface (variation des dimensions des cellules), tant que leur dimension reste inférieur à 0.5λ et qu'une quantification n'a pas été appliquée (Figure 3.17). Les mêmes performances sont observées pour un dépointage de $4,8^\circ$ qui simule l'effet d'un déplacement virtuel de 2λ , comme le montre la Figure 3.18.

La dernière performance à vérifier est l'effet des changements de proportion de la distance focale par rapport au diamètre de la parabole. Les résultats pour trois valeurs de F/D de 0,5, 0,8 et 1,5 sont montrés dans la Figure 3.19.

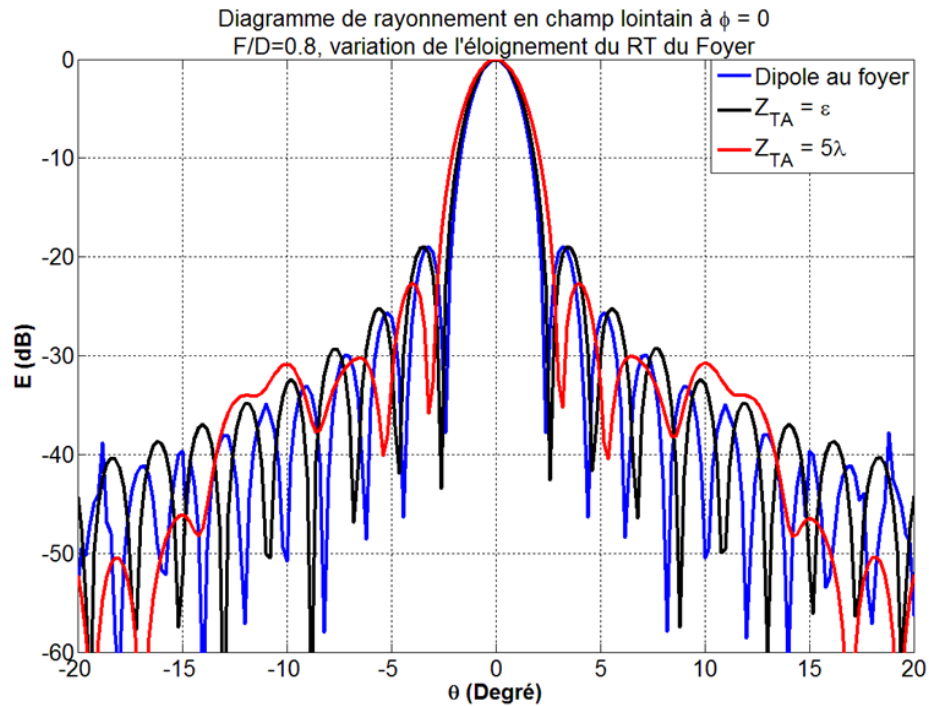


Figure 3.16 Diagramme de rayonnement de réflecteur éclairé par un dipôle et par des réseaux transmetteurs situés à une distance Z_{TA} du point focal où $\epsilon = 0.1\lambda$.

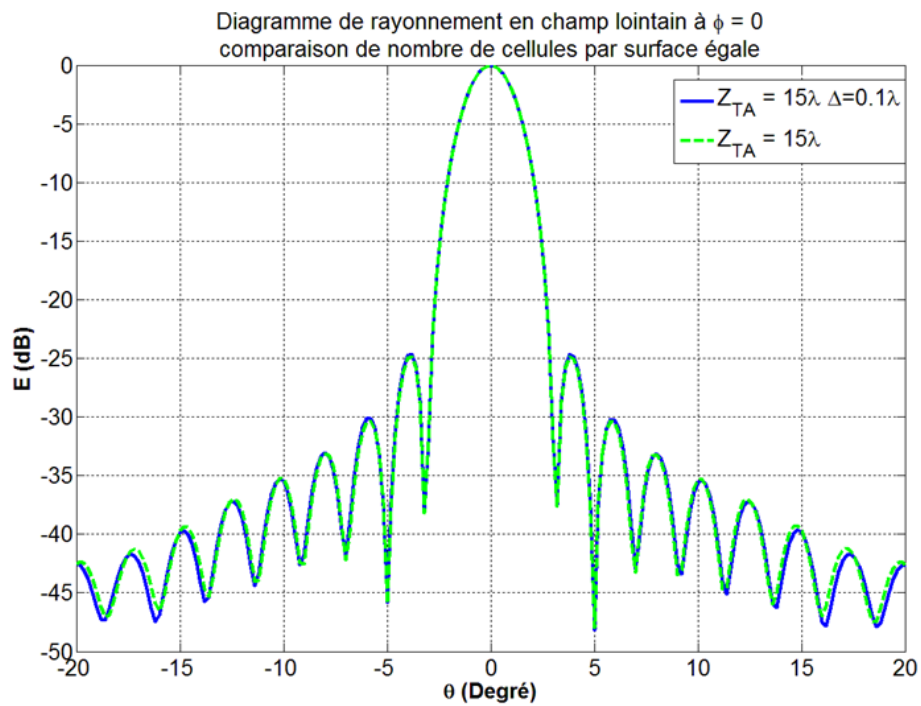


Figure 3.17 Diagramme de rayonnement pour cellules de réseau de tailles différentes : 0.1λ et 0.5λ .

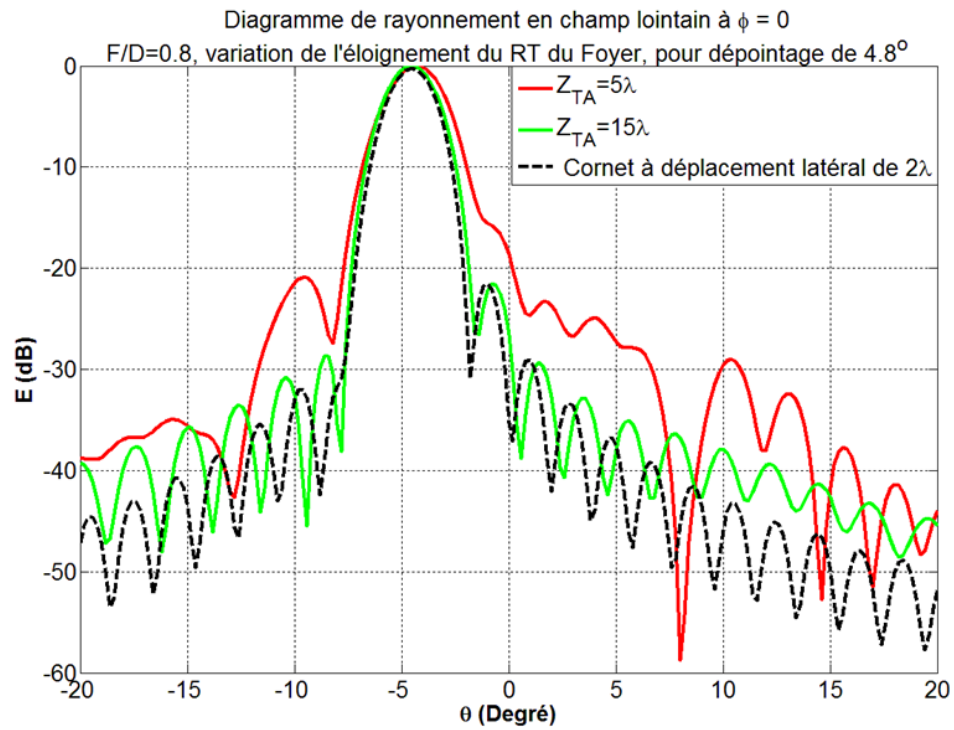


Figure 3.18 Dépointage de faisceau pour divers éloignements du RT.

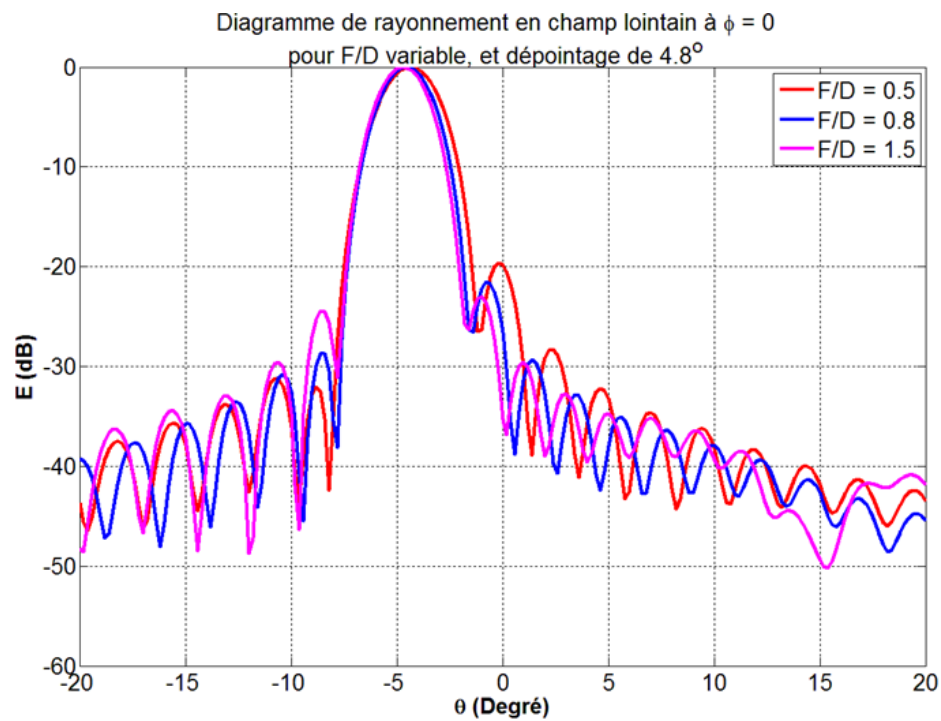


Figure 3.19 Dépointage de faisceau pour diverses valeurs de F/D .

Plus le F/D augmente, plus le diagramme de rayonnement devient symétrique. En effet, les aberrations sont inversement proportionnelles à la distance F . On peut en déduire que dans les applications où un grand dépointage est demandé, les géométries à grande focale qui autorisent un dépointage plus important sans perturber le diagramme de rayonnement doivent être favorisées.

3.2.3 Quantification

Le défi dans la conception d'un réseau transmetteur est de générer des cellules pour une gamme de phases couvrant un intervalle de 360 degrés. Afin de limiter le nombre de configurations nécessaires, nous procéderons à la quantification des phases, et vérifierons l'impact des quantifications à 1 bit, 2 bits et 3 bits (figures 3.20 et 3.21) sur le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne. Les courbes illustrant la distribution de courant sur le réflecteur

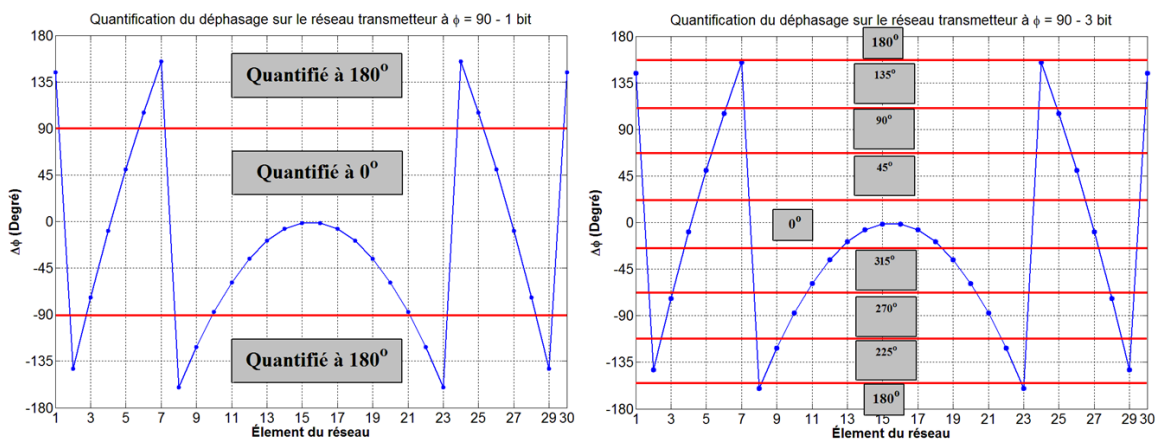


Figure 3.20 Quantifications à 1 bit et 3 bits sur un RT avec des 30×30 cellules de 0.2λ .

(figure 3.22 a et b), permettent déjà de prédire si les diagrammes de rayonnement seraient comparables au cas non quantifié. Les distributions de phases pour les quantifications à 1 bit et à 2 bits dans la figure 3.22b montrent le décalage nécessaire au dépointage du faisceau, mais les sauts en amplitude et en phases causent des additions constructive et destructive de champs lointains et donc la difformité des lobes secondaires et la baisse du gain dans la figure 3.22.c. La quantification à 3 bits, cependant, suit assez bien les formes du diagramme de rayonnement du cas de phases réelles, et ce choix de 8 états de phases pourrait être une alternative à une distribution de $N \times N$ phases, N étant le nombre de cellules sur un côté du RT carré.

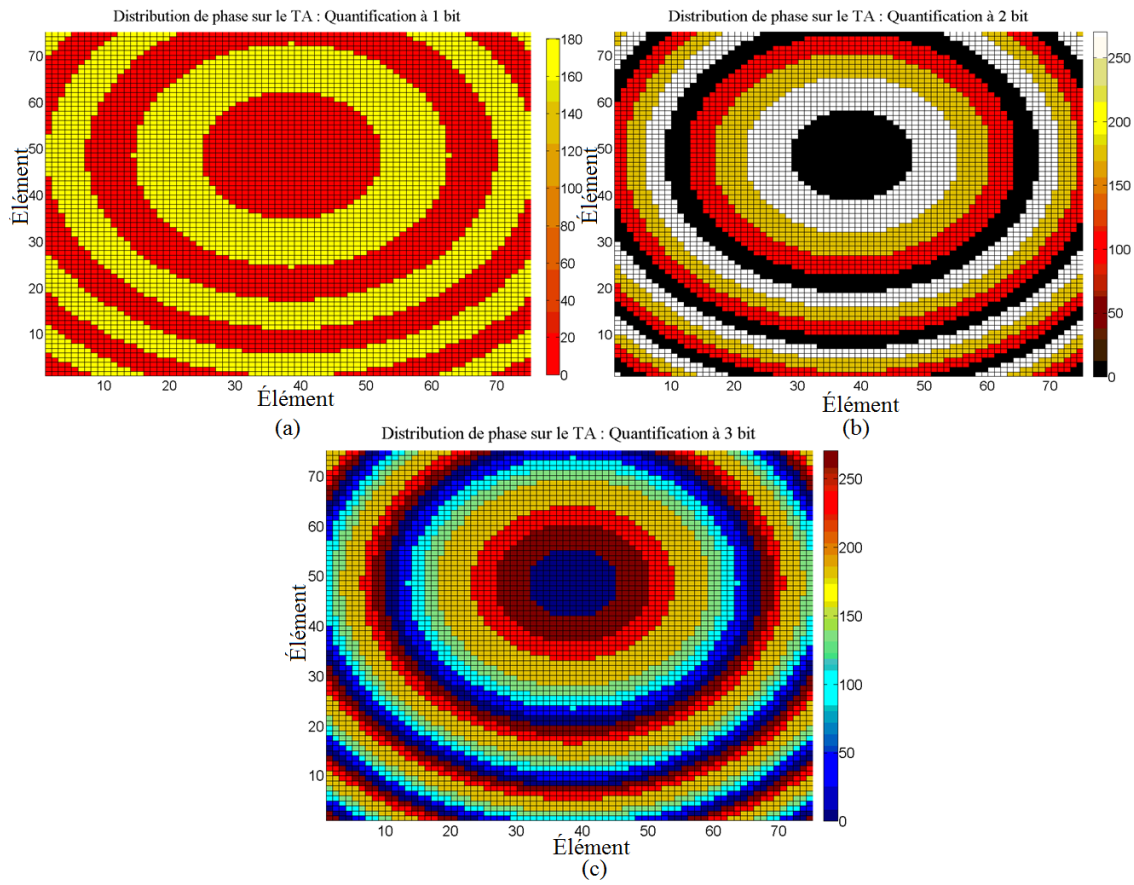


Figure 3.21 Déphasages quantifiés sur le réseau transmetteur ; quantification à (a) 1 bit, (b) 2 bits et (c) 3 bits.

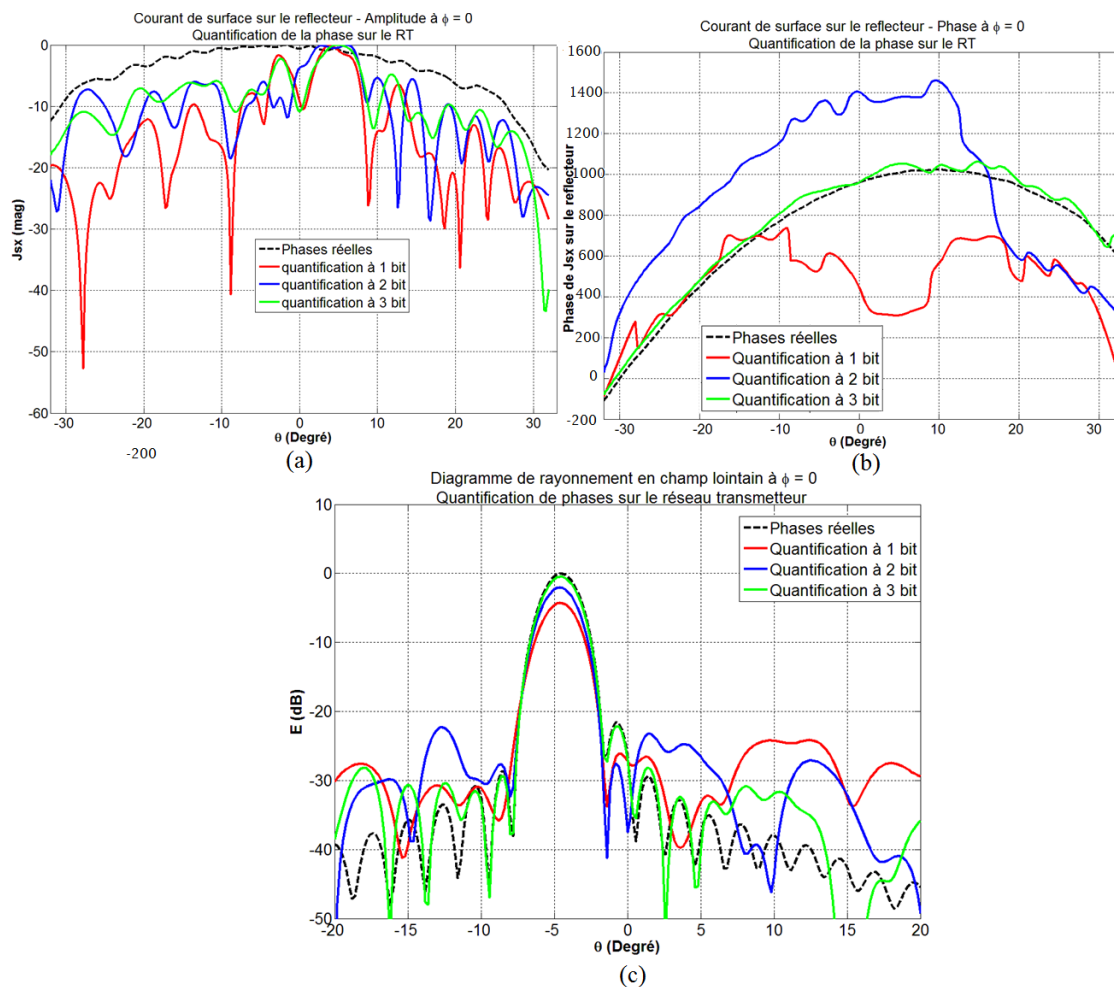


Figure 3.22 Effet de la quantification de phase du réseau transmetteur sur la distribution de courant sur le réflecteur parabolique en (a) amplitude et en (b) phase, et (c) diagramme de champ lointain du système complet.

3.3 Sensibilité des réseaux transmetteurs

Une meilleure tolérance aux déformations de la surface des réseaux transmetteurs avait été mentionnée dans le chapitre 2. En effet, les réseaux transmetteurs présentent un grand avantage envers les réseaux réflecteur. Ils sont moins sensibles aux imperfections et aux erreurs de surface. Dans un RT, les ondes incidentes et transmises se propagent à peu près dans la même direction et donc la distance parcourue entre la source et la parabole reste quasiment constante malgré des déviations de surface (figure 3.23). À l'inverse, dans le cas des réseaux réflecteurs, l'effet de réflexion double les erreurs de surface. Une étude de comparaison est faite

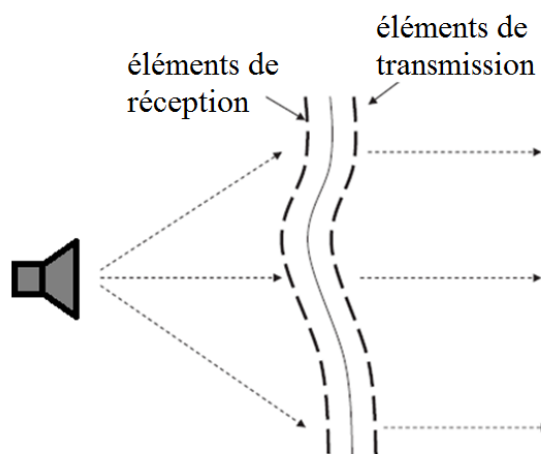


Figure 3.23 Distances parcourues quasi égales malgré les distorsions de surface du réseau transmetteur.

pour une erreur de placement d'un sous-réseau réflecteur et d'un sous-réseau transmetteur. Afin de simplifier la comparaison, le cas d'illumination symétrique par le centre est considéré, sans prendre en compte l'effet de blocage par les sous-réseaux réflecteur/transmetteur. L'analyse de la phase des courants de surface sur un réflecteur parabolique pour les deux cas d'éclairage par réseaux réflecteur et transmetteur et dans le cas de l'inclinaison des réseaux, pour un angle α (figure 3.24) est présentée dans la figure 3.25. Les diagrammes de rayonnement du réflecteur parabolique avec un sous-RT et un sous-RR et une erreur de placement de 5 degrés sont présentés dans la figure 3.26. Ce résultat montre que dans les systèmes à double réflecteur, les erreurs de surface et de placement du sous-réflecteur s'accumulent et causent une grande déviation du faisceau de l'antenne (5 degrés, qui est un écart considérable pour la zone de couverture d'une antenne satellite), alors que le système réseau transmetteur-réflecteur parabolique est très peu sensible aux déformations et déviations du réseau transmetteur.

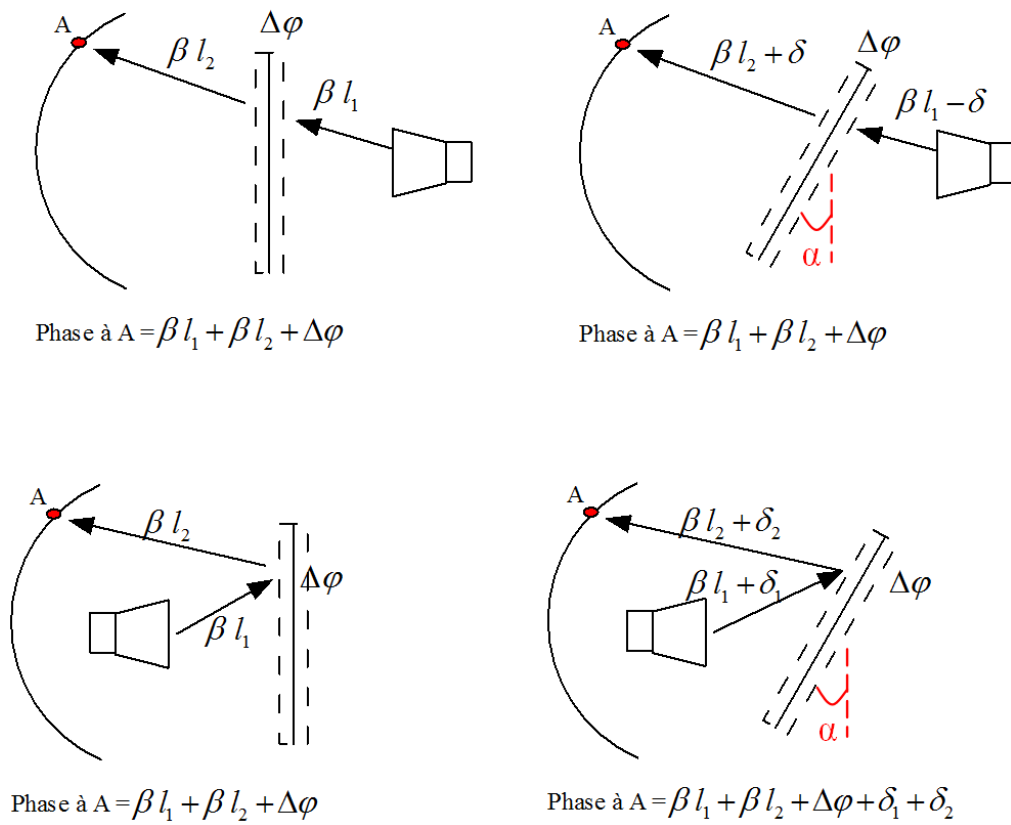


Figure 3.24 Comparaison de l'effet du mauvais placement d'un RT et d'un RR.

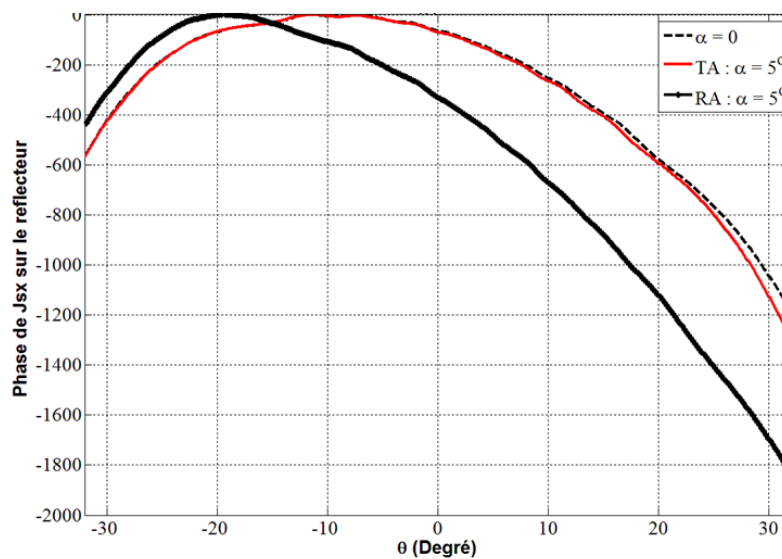


Figure 3.25 Distribution de phase sur une coupe à $\varphi = 0^\circ$ de la surface d'un réflecteur parabolique avec sous-RT et sous-RR et erreur de placement α de 5 degrés.

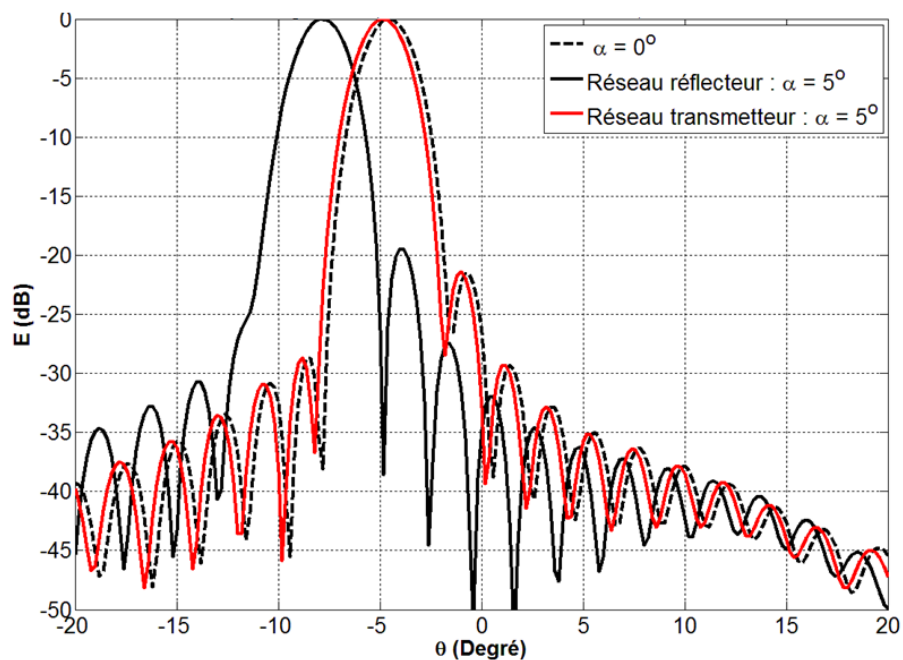


Figure 3.26 Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ d'un réflecteur parabolique avec sous-RT et sous-RR et erreur de placement α de 5 degrés.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les principes d'opération des réseaux transmetteurs ont été expliqués. Par la suite une méthodologie pour la validation du concept cornet-RT-rélecteur a été présentée. Dans un premier temps, le programme a été validé pour un simple réflecteur illuminé par un cornet et l'effet de la déviation du faisceau avec le déplacement latéral du cornet a été examiné. Dans un deuxième temps, une configuration comprenant un réflecteur parabolique illuminé par une multitude de dipôles représentant les cellules de RT du montage cornet-RT-rélecteur a été analysé. Les résultats de ces analyses ont validé de la déviation de faisceau par l'application d'un déphasage sur les éléments d'un RT placé entre la source primaire au foyer et le réflecteur. Les études sur la distance entre le RT et la source primaire ont montré que le RT ne devrait pas être placé trop proche de la source, pour permettre au RT d'avoir la taille suffisante pour reconstruire une distribution de phase requise sur le réflecteur. Une étude sur des quantifications de phase de 1 à 3 bits ont montré que 8 états de phase (quantification de 3 bits) produisent un diagramme de rayonnement proche du cas non quantifié et définit une limite pratique de discrétisation à appliquer sur le RT.

Finalement, l'analyse des effets d'erreurs de placement des réseaux dans les configurations cornet-RR-rélecteur et cornet-RT-rélecteur ont montré une plus grande tolérance des structures à RT aux erreurs de placement.

Dans le chapitre suivant, la conception de cellules multicouches à large bande pour un RT est présentée.

CHAPITRE 4 ARTICLE 1 : DESIGN OF BROADBAND TRANSMITARRAY UNIT CELLS WITH COMPARATIVE STUDY OF DIFFERENT NUMBERS OF LAYERS

Hoda Nematollahi, Jean-Jacques Laurin, José Enrique Page et José Antonio Encinar

Publié en 2015 dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation

4.1 Abstract

A generalized methodology to design low profile transmitarray antennas made of several stacked layers with non-resonant printed phasing elements is presented. A study of the unit cell bandwidth, phase-shift range and tolerances has been conducted considering different numbers of layers. A structure with 3 metallized layers with capacitive and inductive elements enabling a phase range of nearly 360 degrees and low insertion loss is introduced. A study of the 4-layer structure shows improvement in the performance of the unit cells in terms of bandwidth from 2 % to more than 20 % and a complete phase coverage. Implementations on a flexible substrate of transmitarrays with progressive phase shift operating at 19 GHz are used for validation.

4.2 Introduction

Transmitarray (TA) antennas are being developed to significantly reduce the mass and the cost of beamforming antennas for satellite communication as low profile conformal designs with high radiation efficiency and no feed blockage. Dual optics antenna configurations are common choices for satellite earth decks where the radiation pattern is controlled by a subreflector or sub-reflectorarray [29]. A new antenna configuration which integrates a transmitarray as a sub-system to the parabolic reflector has been presented [75]. Beam synthesis is done by adjusting the phase shifts on the sub-transmitarray unit cells acting as a spatial filter illuminated by the primary feed. A mechanism for rolling flexible transmitarray sheets, as designed in [36] for reflectarrays, can be used for reconfigurable beams. Such configuration combines the advantages of both reflectors and array antennas : it does not suffer from the insertion loss of a beam-forming network, allows coverage reconfigurability among a pre-defined set and is less sensitive to thermo-elastic distortions due to on-orbit extreme thermal conditions than reflectarrays [76]. Different concepts have been used to design TAs, also called discrete lenses. TAs

are classified into active (when external control signal is used for the phase shift reconfiguration) [77,78] and passive lenses. Typical passive TAs consist of receive and transmit antennas (typically microstrip patch antennas) on opposed layers, connected together using a phase shifting element. The required phase shift can be achieved by transmission lines with variable lengths connecting the elements of receiving and transmitting arrays, or apertures used to couple the arrays of receiving and transmitting microstrip patch antennas together [79,80]. A cascade of phase shifting layers can also be used to realize TA unit cells. The phase shift distribution required on the surface of the TA to synthesize a radiation pattern is given by the phase response of the unit cells transfer function. In most techniques, resonant elements are used with periodicities in the order of half a wavelength [38,81]. A large periodicity is often associated with an increase in sensitivity to variations of the angle of incidence and it may cause grating lobes. Recently, some authors have presented a class of low-profile frequency selective surfaces that are composed of non-resonant periodic structures [82]. These structures are referred to as miniaturized element frequency selective surface (MEFSSs). This class of selective surfaces is more stable as a function of the incidence angle [83]. Some studies have been conducted recently on the number of layers in the design of phase shifting surface lens antennas [84,85]. Improvement in the bandwidth of TA elements had been obtained at the cost of reduction in the phase range of the elements [86]. The main objectives in the design of multilayer phase shifters for TAs are the increase of the phase range, the minimization of losses and higher stability of the response with the frequency and the angle of incidence. In this paper, a study is conducted on the sensitivity of TA unit cells made of multiple layers to frequency and spacing variations, using a very simple and effective analysis method for a variety of element shapes. The proposed shapes are symmetrical and can be used for circular polarization. In Section 4.3, we will first present the principles of design for the proposed stacked layer transmitarray. In Section 4.4, the phase shifting elements are introduced. A comparative study on the stability and phase shifting ranges considering two to four layers is then presented in Section 4.5. Fabrication description and measurement results for 3-layer and 4-layer TAs are given in Section 4.6. Finally, conclusions are drawn in Section 4.7.

4.3 Principles of operation and design procedure

Fig. 4.1 shows the three-dimensional view of the multiple layer TA unit cells. The structure is composed of thin substrate layers with printed periodic capacitive and inductive sub-wavelength elements separated either by air or dielectric material.

Each cell can be represented by the simple equivalent circuit shown in Fig. 4.2 [87], in which each metallized layer is represented by a shunt admittance on a transmission line (normalized

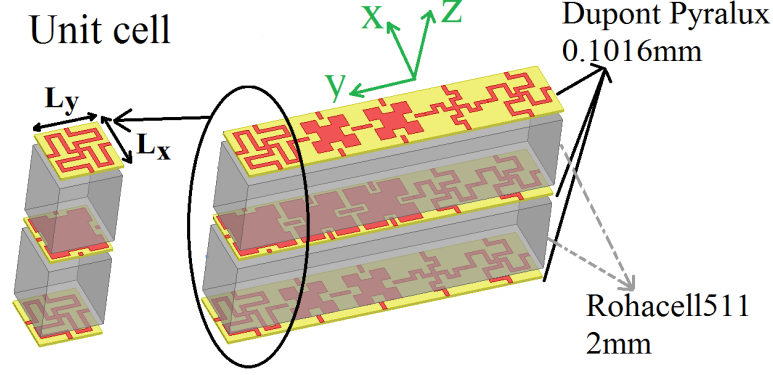


Figure 4.1 Example of 3-Layer transmitarray and unit cell.

values b_1 and b_2). In a symmetrical three-layer design, unit cell elements of layers 1 and 3 have equal admittances. The line is terminated by the free-space characteristic admittance, shown as the normalized value 1 in the equivalent circuit. The separations between the layers are represented by transmission line sections of length d , which is the sum of the physical distance between the layers plus a correction to account for the substrate (0.1016 mm in this case) which was found empirically. The admittance of each element (including the substrate) is obtained using full-wave EM simulation. The simulations are carried out using the finite element method in Ansys High Frequency Structure Simulator (HFSS). The unit cell is placed inside a waveguide with master-slave boundary conditions walls and Floquet ports, so as to simulate an infinite periodic array of identical cells under plane wave illumination.

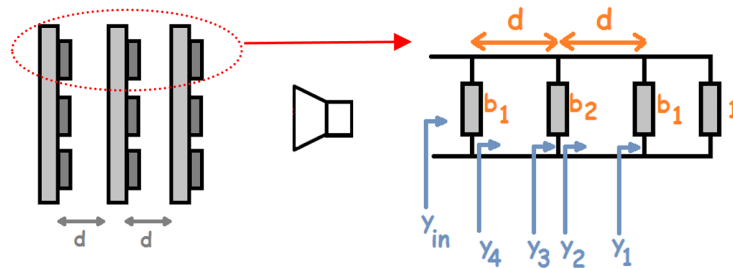


Figure 4.2 A simple equivalent circuit model for a 3-layer TA with normalized values.

The right choice of admittances of the layers and the spacing between them allows building a database of cells with a transmission phase range of almost 360° and insertion loss lower than 0.1 dB. The input admittance y_{in} is calculated from the equivalent circuit in Fig. 4.2 as a function of susceptances b_1 and b_2 for a fixed separation d . Then the matching condition

$y_{in} = 1$ is applied and the equation is rearranged to obtain b_2 as a function of b_1 .

$$b_2 = \frac{2(-b_1 + b_1 \tan(\beta d)^2 + b_1^2)}{b_1^2 \tan(\beta d)^2 + 1 + \tan(\beta d)^2 - 2b_1 \tan(\beta d)} \quad (4.1)$$

Using (4.1), b_1 is varied and b_2 is calculated for different values of d (shown in Fig. 4.3). The transmission phase is calculated by the transmission matrix of the circuit (phase response shown in Fig. 4.3b).

In order to design a TA cell with a given phase shift, the corresponding value of b_1 is first obtained with the curve of Fig. 4.3b. Then, using b_1 the value of susceptance for b_2 that ensures matching is read from the curve in Fig. 4.3a, or calculated with (4.1). These two curves are dependent on the number of layers, the physical separation between the layers and the thickness of the substrate, regardless of the element shape. The same procedure can be applied for the case of two and four layers, but the matching conditions on b_2 are of course different than (1).

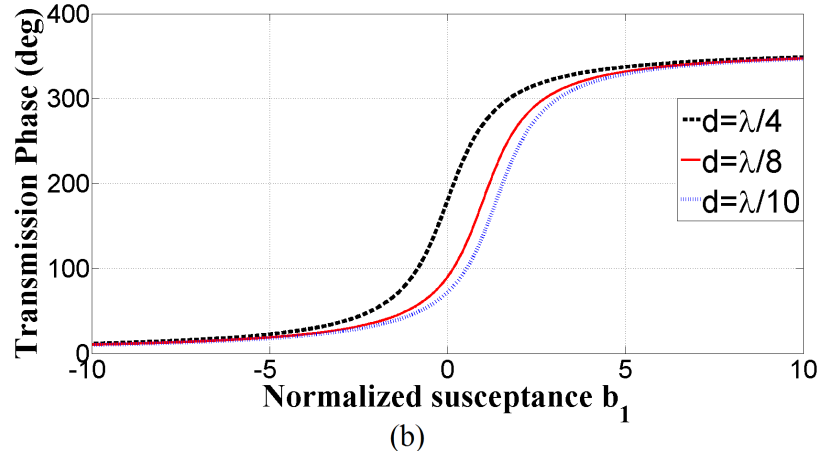
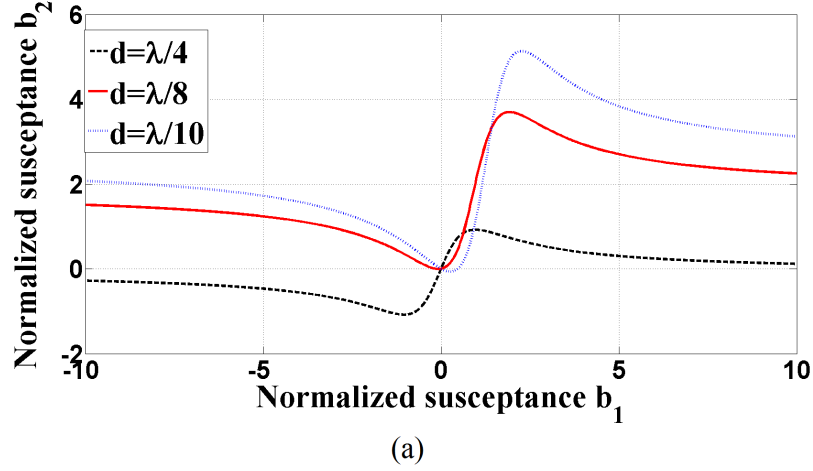


Figure 4.3 Transmission phase (a) and matching conditions (b) for 3-layer cells with varied separations.

It can be seen in Fig. 4.3 that the ranges of b_1 and b_2 cover inductive and capacitive susceptances. In this example, the 360-degree phase range is nearly achieved, but large values of susceptance are needed. Cell topologies that can achieve these values are presented in the next section.

4.4 Design of the unit cell element

The validity of the design curves has been verified through full-wave simulations of several representative 3-layer cells.

In order to determine the range of susceptances covered for different types of elements, the minimum dimensions of printed lines allowed by the fabrication process are first chosen as a starting point. Then, simulations are done by varying the parameters ($w, L1, L2, L3$) indi-

cated in Table 4.1 up to the largest possible dimension, which are limited by the size of the cell and the minimum size of the gaps imposed by fabrication process.

Tableau 4.1 Inductive and capacitive geometries







Element name	Geometry	Normalize susceptance
a)Inductive cross		$-17 \rightarrow -1.68$
b)EBG		$-6 \rightarrow -1.9$
c)Meander		$-1.86 \rightarrow 0.579$
d)		$0.56 \rightarrow 4.29$
e)Patch		$0.1 \rightarrow 4.02$
f)Highly capacitive overlapping patches		$4 \rightarrow 12 \rightarrow \dots$

Table 4.1 show six different types of susceptance elements which cover the inductive and capacitive range required according to the design curves introduced in Section 4.3. As it can be seen in the Table, the inductive cross element and the uniplanar compact EBG element [88] cover most of the inductive range (by changing the width of the lines). The meander has the advantage of covering inductive and capacitive values depending on the width of the line, their length and the proximity of the lines to the cell borders. Capacitive patches and Gap-EBGs are used for capacitive values. Within a fixed unit cell size, higher capacitances can be obtained by decreasing the spaces between the patches. Decreasing the spacing is limited by fabrication techniques; therefore, higher values of capacitance are achieved by using overlapping patches. It is observed from the geometry of the cells that all of them (except for case f) maintain a 90° rotational symmetry, which ensures insensitivity to polarization for normal incidence, to be used for circular polarization applications in satellite's Ka-band antennas. As the transmission phase is always calculated in a matched condition for the layers and is independent of the geometrical shapes of the elements, the type and size of elements could be chosen inside the range of fabrication tolerances. Regarding the special application of the TA in space applications, electrical DC connection between elements can be privileged to minimize static charge accumulation on the metallic patterns. Such connection is present in the

cross, EBG and meander elements. The achievable transmission range for a 3-layer unit cell with $d = \lambda/8$ is 321° , as seen in Fig. 4.3. Varying the distance between the layers moves the steep portion of the phase versus b_1 curve but the phase range does not cover the whole 360° range (see Fig. 4.3b). The phase variation as in Fig. 4.3b is continuous. The values of b_1 and b_2 achieved by each element in Table 4.1 can be varied continuously within a specific interval. The third column in Table 4.1 gives examples of intervals for each susceptance implementation. These ranges depend on the cell size (here $0.19\lambda \times 0.19\lambda$ at a design frequency of 19 GHz) and the resolution of the fabrication process. Improvement of the frequency bandwidth of the elements and tolerance to spacing errors are studied further in the next Section, as well as the effects of added thickness in errors induced by oblique incidence.

4.5 Selection of the optimal number of layers

A minimum number of three array layers, including inductive and capacitive elements, are necessary to achieve a large phase range, while maintaining matched conditions. The TA should be capable of producing a transmission phase shift of between 0° and 360° . The phase ranges of 2-layer and 3-layer cells, considered in a periodic array, are compared in Fig. 4.4a.

The 2-layer cells (Fig. 4.4c) allow a partial phase range of only 190° . The 3-layer cells, however achieve a larger phase range of 321° . Fig. 4.5 shows the variation of transmission amplitude and phase with frequency for different cases of 3-layer unit cells designed with negative and positive values of b_1 . In these simulations, based on the circuit of Fig. 4.2, it is assumed that b_1 and b_2 are constant over the frequency interval. This assumption has been validated with HFSS simulations in section 4.6. It is seen that the bandwidth of the cell (less than 3 dB of insertion loss) and the variation of its transmission phase are dependent on the magnitude of the outer layer susceptances. High susceptance magnitudes result in a 3 dB insertion loss bandwidth as low as 6.3 %, whereas keeping the values of $|b_1|$ lower than 2 gives a bandwidth as large as 45 % (Fig. 4.5). According to Fig. 4.3b, limiting the range of $|b_1|$ decreases achievable phase range.

As observed in [84], in order to improve the bandwidth of the cells while keeping a large phase range, a 4-layer structure is required. In a 4-layer cell, due to a quadratic equation in the matching condition, two different curves of transmission phase versus susceptance are obtained, which broadens the choices and makes it possible to use cells with smaller magnitudes of susceptance compared to the 3-layer case to cover a given phase range. For similar values of b_1 , the single element bandwidth is not much different in 3 and 4 layers. However, since the whole 360° can be covered with small b_1 values, the resulting bandwidth

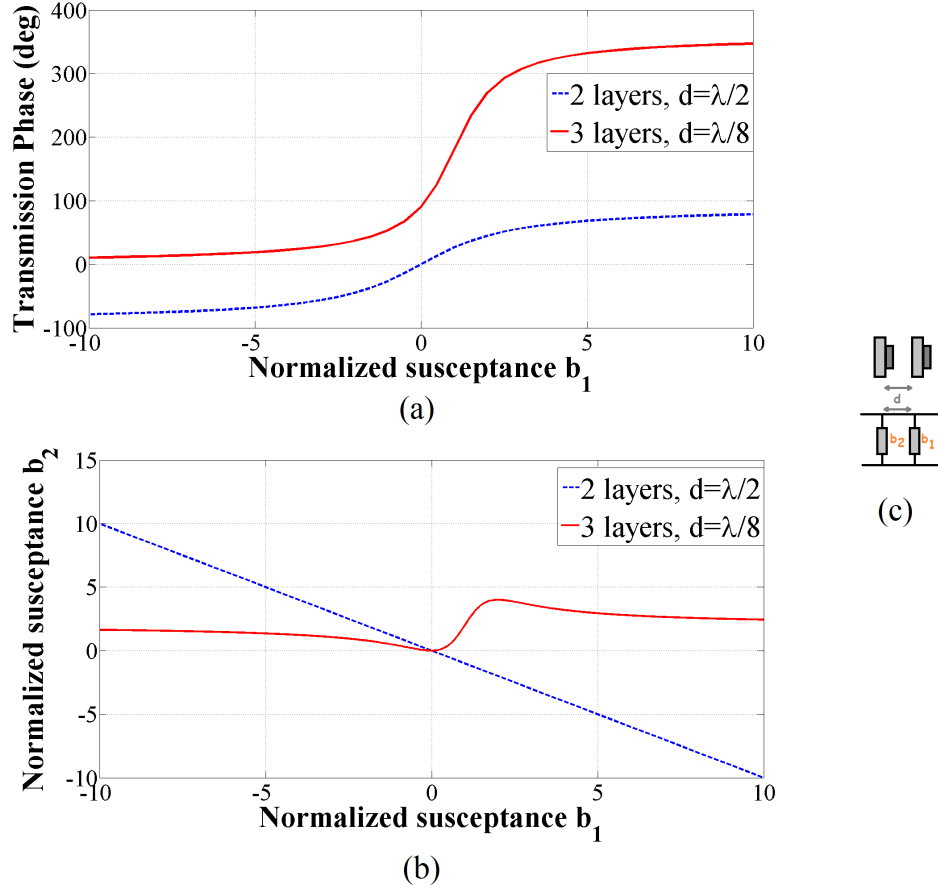


Figure 4.4 Transmission phase range (a) and matching condition (b) of 2-layer and 3-layer cell topologies. Equivalent circuit of 2-layer unit cell (c).

of the elements is larger. This can be clearly seen in Fig. 4.6. For the layer spacings specified in Fig. 4.6, to cover a phase range of 360° the maximum value of susceptance needed is only 1.9. Using a maximum susceptance of 3, a phase range of 460° can be achieved. The transmission magnitude and phase versus frequency curves of 4 different 4-layer unit cell elements are illustrated in Fig. 4.7. Unit cells with high values of $|b_1|$ have a very narrow bandwidth. However, as a 360° transmission phase range is achieved with a $|b_1|$ lower than 1.9, the frequency bandwidth of all unit cell elements used in design would be higher than 20 % as shown in the figure.

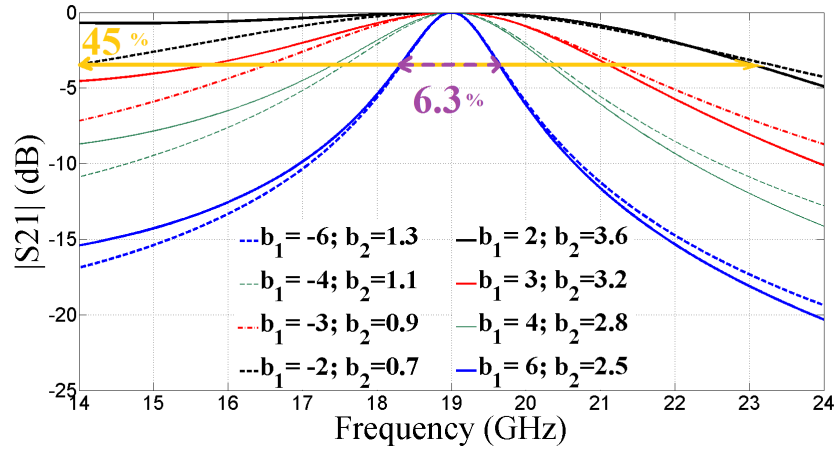


Figure 4.5 Transmission loss of unit cell versus frequency for different values of susceptance b_1 for a 3-layer design with $d = \lambda/8$.

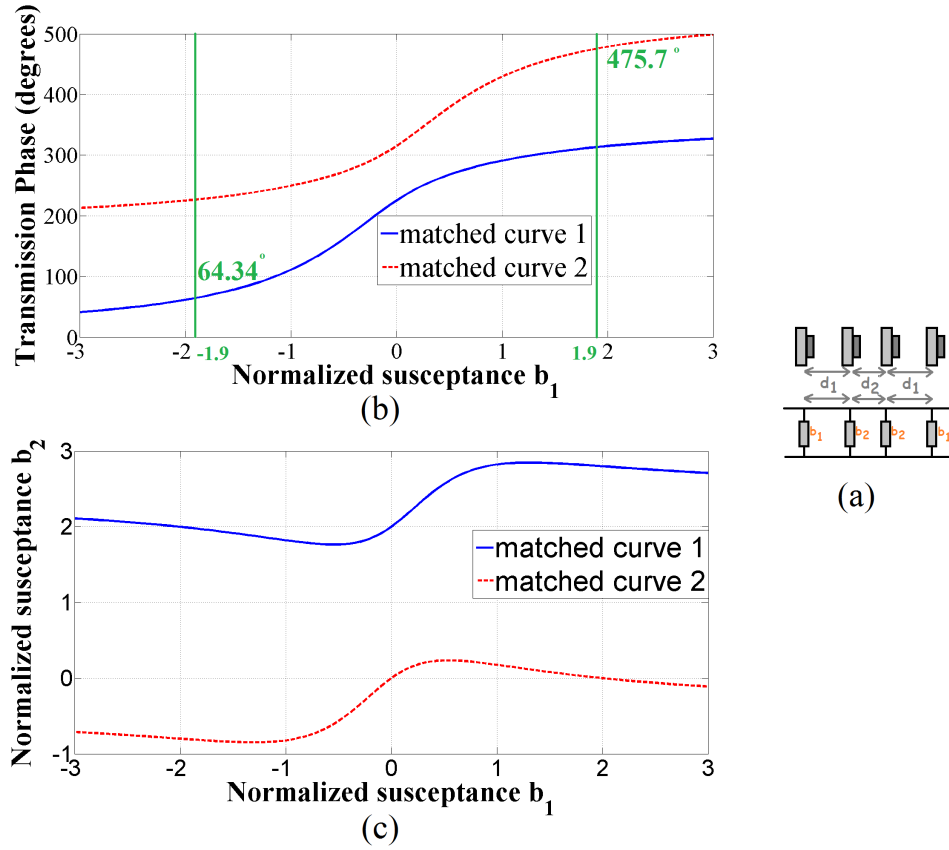


Figure 4.6 (a) Equivalent circuit of 4-layer unit cell (b) Transmission phase range (c) matching condition (b) of 4-layer cells for $d_1 = \lambda/4, d_2 = \lambda/8$.

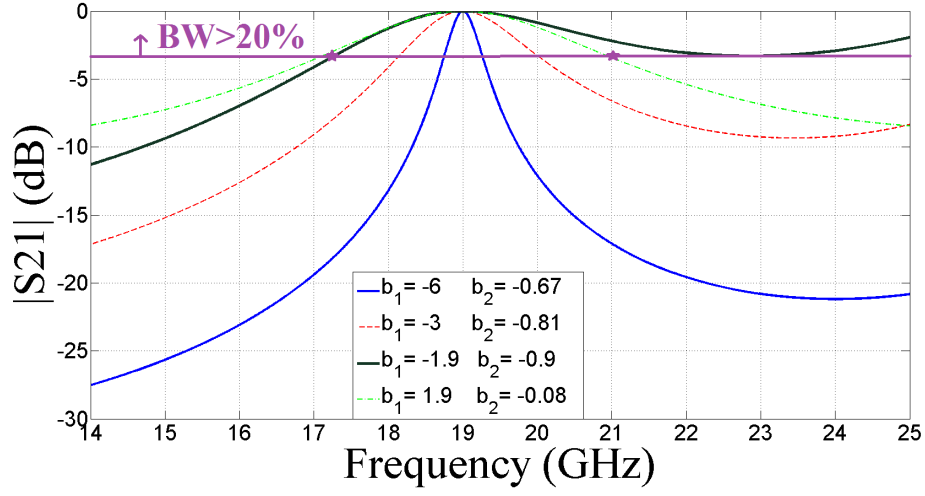


Figure 4.7 Transmission loss of unit cell versus frequency for different values of susceptance b_1 for a 4-layer design with $d_1 = \lambda/4$, $d_2 = \lambda/8$.

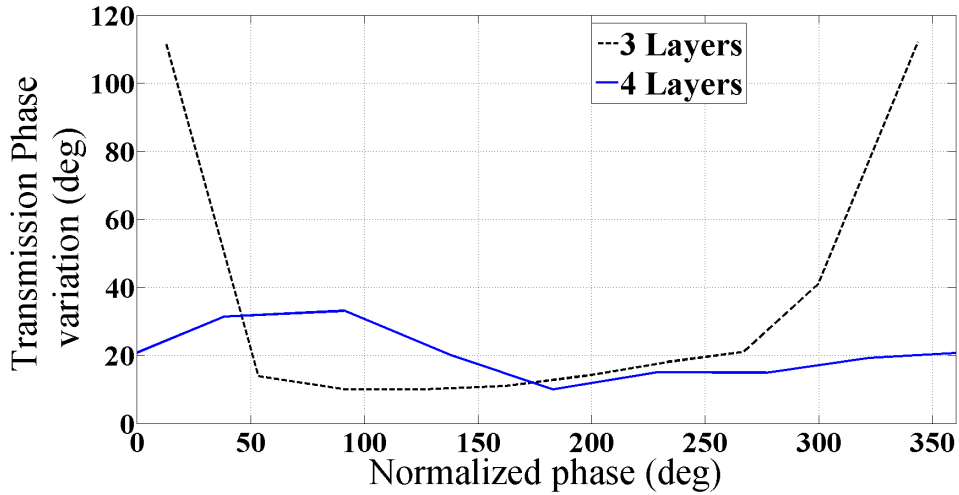


Figure 4.8 Transmission phase variations for different phase shifting cells with a change of $\pm 5\%$ in the spacing between the layers in a 3-layer cells and 4-layer cells.

An important consideration in space antenna applications where TA panels are subject to extreme changes of temperature is thermo-elastic distortion of the substrate layers and the effect of such variations on the performance of the TA. To assess the effect of such distortions, a variation of 10 % was applied to the spacing between the layers on 3-layer and 4-layer cell topology. The maximum phase shift error obtained by full-wave simulations for changes of $\pm 5\%$ in the spacing are shown in Fig. 4.8. The 3-layer cells have values of phase errors going up to 110° on the extremes of the phase range. Those elements have large absolute values of susceptance with very low transmission which results in a meaningless value of transmission phase. In comparison, the 4-layer cells show a better stability, with a maximum phase variation of about 35° . Fig. 4.9 shows transmission losses for a 3-layer cell with $b_1 = -6$ and for the lowest phase shift in the range, and the transmission loss for the lowest phase shift in a 4-layer cell ($b_1 = -1.9$). In a 4-layer design with $d_1 = \lambda/4$ and $d_2 = \lambda/8$ where a phase quantization of 3-bits is applied, the highest magnitude of susceptance to use to cover 360° of phase shift is 1.9. The simulations show insertion losses below 1 dB for a $\pm 5\%$ variation of spacing in this case (see Fig. 4.9, where n is multiplying index used for changing the distance between the layers).

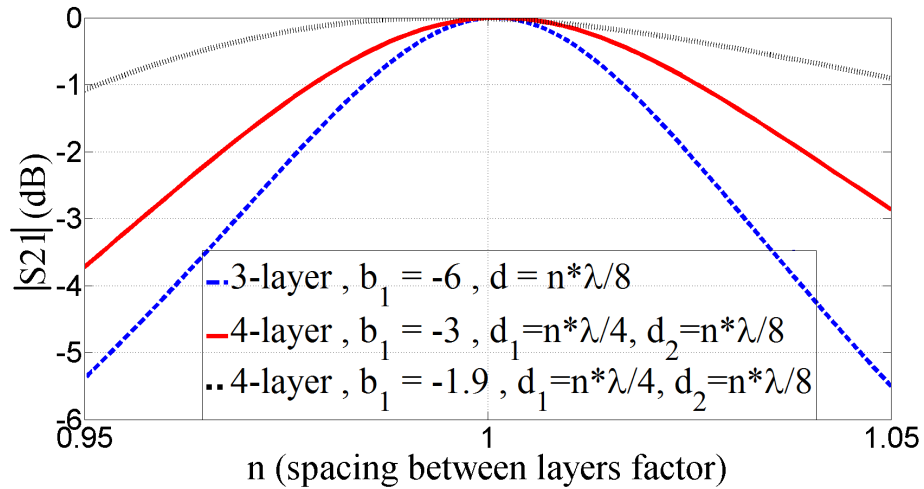


Figure 4.9 Insertion loss of unit cell versus change in the spacing between the layers for different values of susceptance (b_1) for a 3-layer cell

The impact of adding one layer and the increased thickness of the cells on the sensitivity to the angle of incidence for the 4-layer cell (total thickness : 4 layers of substrates of 0.1016mm + $2d_1 + d_2 = 0.65\lambda$) was studied and will now be compared to a 3-layer cell (total thickness 3 layers of substrates of 0.1016mm + $2d_1 + d_2 = 0.27\lambda$). If we assume a TA with a focal

length-to-diameter ratio F/D of 0.9, the maximum angle of incidence of the edge of the TA is 25° . The average loss for 3-layer unit cells with low susceptances at an angle of incidence of 25° and $\phi = 0^\circ$ (ϕ is in the xy-plane in Fig. 4.1) varies between 0 dB and 0.1 dB, whereas for a 4 layer cell it varies between 0.1 dB and 0.4 dB (see Fig. 4.10). However, the highest values of susceptance used in the 3-layer cell to achieve large phase shifts cause high losses (up to 8 dB). This is not the case for the more stable 4-layer cell. The study of transmission phase errors for oblique incidence shows that the high errors for the 3-layer case associated to the large values of susceptance are avoided in the 4-layer TA.

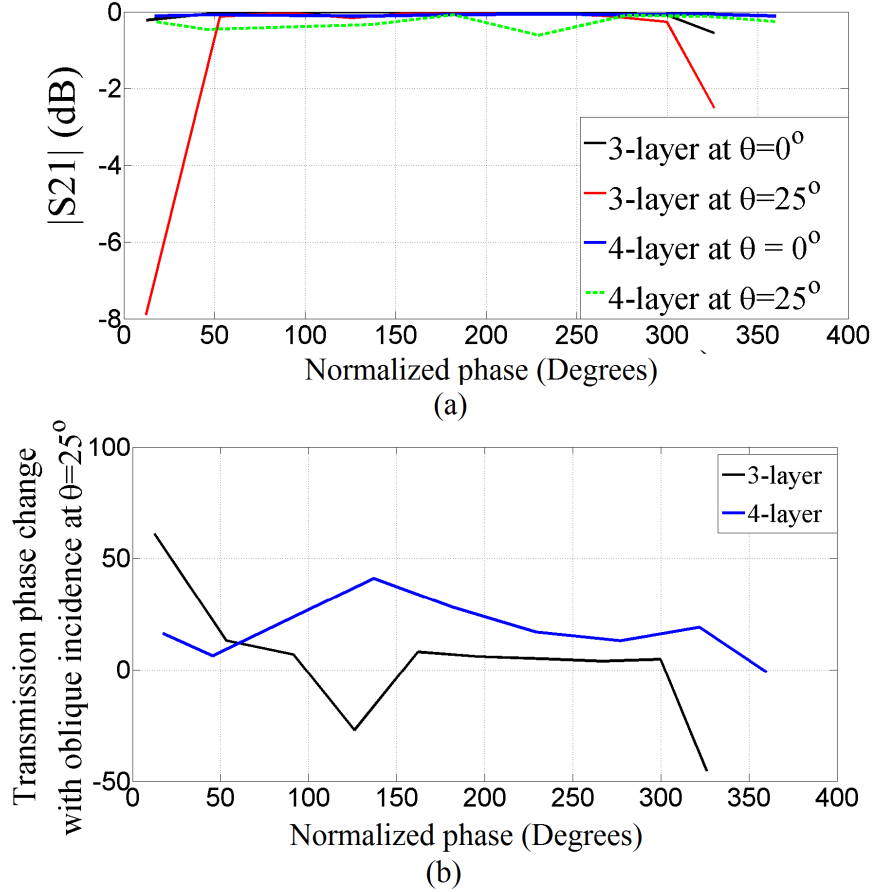


Figure 4.10 Full-wave simulation results of the effect on (a) transmission loss and (b) transmission phase change of incident waves at oblique incidence of 0° and 25° with $\phi = 0^\circ$ on 3-layer cells with $d = \lambda/8$ and 4-layer cells with $d_1 = \lambda/4$ and $d_2 = \lambda/8$.

4.6 Measurements

Two TA prototypes were designed and fabricated. The first prototype with 3 layers covers a maximum phase range of 321° . Linear progressive phase shift from 12.4° to 343.5° is applied along the y axis of the TA with the purpose of creating a 6.4° beam tilt. The phase shift is constant along the x axis. Ten different phase shifting cells with different geometries for a linear progressive phase shift with steps of 36° are chosen from the curves of Fig. 4.3 : b_1 is chosen from Fig. 4.3b, b_2 from Fig. 4.3a, and then the element geometry and dimensions are chosen from a database where the extracted parameters from full-wave simulation of Table 4.1 elements at 19 GHz are stored. A phase discretization is applied on the 40 elements of the TA along the y direction. Ten different steps of phase shift are used (Table 4.2), with each step consisting of 4 identical consecutive cells. It has been shown in [75] that the performance of the TAs can be maintained with only 8 phase states (3-bit quantization), which is less than the 10 states used here. By using such a small number of states, the number of simulations can be drastically reduced.

Table 4.2 shows the susceptance of the 3-layers and resulting transmission phase from the circuit model. Columns labeled 1 and 2 respectively give b_1 , representing the normalized susceptance of a unit cell element on the first and third layers (which are identical) and the b_2 values are for the normalized susceptance of the element on the middle layer. Under each value of b_1 and b_2 , letters indicating the element geometries, specified in Table 4.1, are given. The resulting transmission phases are shown in the next column. The amplitude and phase of the S parameters of each cell (consisting of the stacked layers) obtained by HFSS full-wave simulations are shown in columns 4 and 5. The phase shifts obtained with HFSS are slightly different than the target values of column 3. This is because the optimization was stopped in order to limit the simulation time. Nevertheless, the full-wave results of the transmission phase of the multilayer cells as well as their good matching (return loss lower than 18 dB) prove the accuracy of the circuit model and ensure that there is no need for a further optimization of the cell geometry. Moreover, the infinite-array approach is an approximation which does not consider mutual coupling between adjacent non-similar cells and edge-diffraction effects. However previous work has shown that this method can accurately calculate the general pattern shape and main beam characteristics and can be used for the evaluation the performance of the TA [32]. As it can be seen in Fig. 4.11, the insertion loss of the 3-layer cells is very small for normal incidence at 19 GHz. However, the transmission magnitude of some of the cells drops quickly as the frequency is varied around the design frequency of 19 GHz (Fig. 4.12). These results have been obtained using Ansys

Tableau 4.2 Elements characteristics of 3-layer TA prototype

	Circuit model			HFSS full-wave simulation	
	1	2	3	4	5
	b_1	b_2	PHASE SHIFT	$S_{11}(dB)$	$S_{21}(dB, degree)$
1	-6 a	1.289 d	16.5°	-18.4	-0.22/12.4°
2	-1.125 c	0.364 c	52.2°	-32.8	-0.02/53.1°
3	-0.125 c	-0.009 c	88.4°	-48.8	-0.015/91.4°
4	0.375 c	0.307 c	124.4°	-50	-0.01/126°
5	0.725 c	1.1814 d	159.9°	-54.1	-0.011/162°
6	1.025 d	2.246 d	194°	-44.6	-0.016/197°
7	1.375 d	3.206 d	230.6°	-46.8	-0.025/233°
8	1.85 d	3.61 d	266.9°	-30.7	-0.044/266.9°
9	2.7 d	3.34 d	301.8°	-23.2	-0.089/299.8°
10	6 f	2.489 d	337°	-28.6	-0.327/343.5°

HFSS full-wave simulations for each type of cell in Table 4.2, hence taking into account the variations of the layers susceptance with frequency. The simulation results show a higher sensitivity to frequency variations compared to Fig. 4.5 (a -3 dB BW of 2 % instead of 6.3% for $|b_1| = 6$ cells). However it is still possible to observe that higher values of b_1 increase the sensitivity to these variations. Fig. 4.12 also shows the phase shift variations of the 10 cells over frequency. In the -3 dB bandwidth, the maximum phase dispersion of the cells, offset by their transmission phase at 19GHz is 51° and increases quickly near the design frequency. It is clear in this figure that the two cells having largest values of $|b_1|$ are the primary cause of bandwidth limitation due to increased insertion loss, but also to phase dispersion.

The TA was implemented on flexible dielectric substrate for transmit at Ka-band for later implementation in reconfigurable rolling mechanisms [36]. Dupont Pyralux with a thickness of 0.1016 mm, $\epsilon_r = 3.4$ and $\tan \delta = 0.002$ is used for the element layers. Foam sheets (Rohacell51) are placed as spacers of 2 mm ($\lambda/8$) between the layers. The 40×48 element TA has a total thickness of 4.3 mm. The unit cell dimensions is 0.19λ at the design frequency

($L_x = L_y = 3.15 \text{ mm}$ in Fig. 4.1). The small size of the cells decreases the error resulting from discretization of the ideal phase profile to be applied on a TA according to [89]. A photograph of a fabricated layer is given in Fig. 4.13. The row numbers associated with the ten types of elements are indicated in the figure.

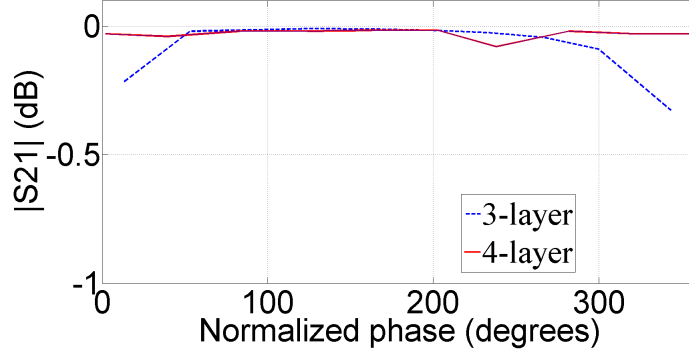


Figure 4.11 Amplitude of the transmission coefficient versus normalized transmission phase for the cell prototypes of Table 4.2 and 4.4, obtained from full-wave simulation at 19 GHz.

The first test consists in measuring the near field transmitted by the TA exposed to an incident plane wave at normal incidence. A probe made of a truncated rectangular waveguide was used to sweep along the x axis for rows 1 to 10 (on the y axis) of the TA to measure the transmission phases of different elements (Fig. 4.14). In these tests, the TA and probe were installed in the quiet zone of a compact range antenna test system. The probe is at a distance of 5 cm from the TA under test, in order to reduce mutual interactions between the truncated waveguide and the printed circuits on the TA and errors due to the presence of higher order modes [90]. Fig. 4.15 shows the measured transmission phases for the ten rows, showing transmission phases varying between -25° and 225° . This phase range of 250° is smaller than the expected range of 321° . It can be seen from the figure that the transmission phase of the first three rows in Fig. 4.15 have almost no difference. The same is true for rows 9 and 10. This is due to the distance between the probe scanning plane and the TA surface, which is larger than the width of the rows. When the probe is not near the edges of the TA, the difference of phase caused by each row is more visible. For instance we have a difference of approximately 202° (at $x = 0$) between the phases of row 3 and 9, and according to simulation results in Table 4.2 this difference should be of 208° . In the central part of the TA, more specifically for $|x| \leq 50 \text{ mm}$, the difference of the phase shifts between adjacent rows of cells is around 36° which is close to the expected phase differences of the design.

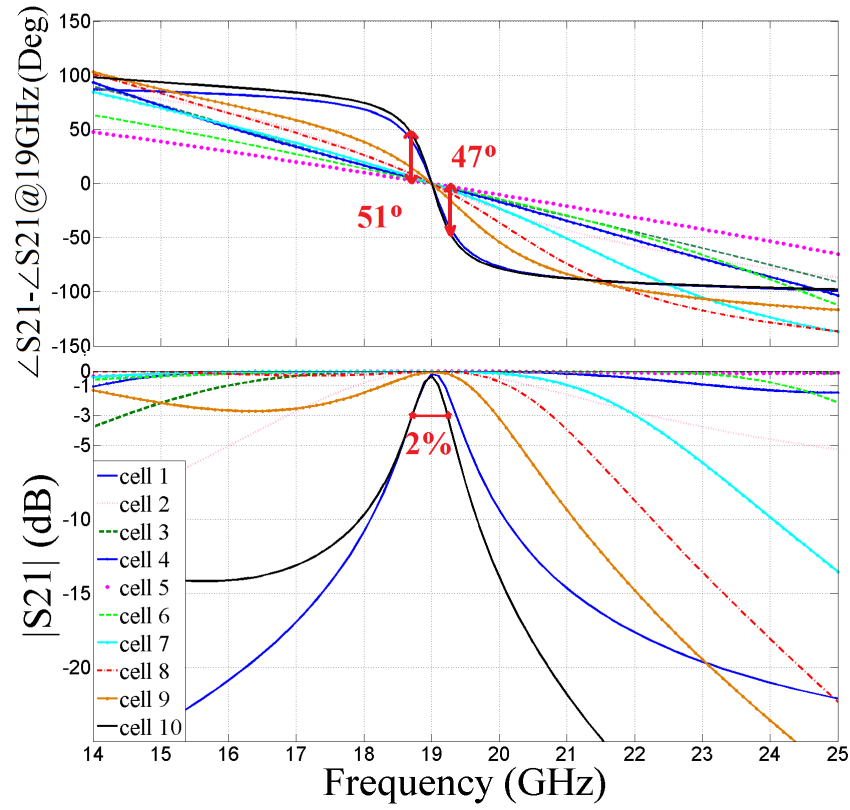


Figure 4.12 Transmission magnitude and phase versus frequency for the 10 different cells described in Table 4.2 (HFSS full-wave simulation).

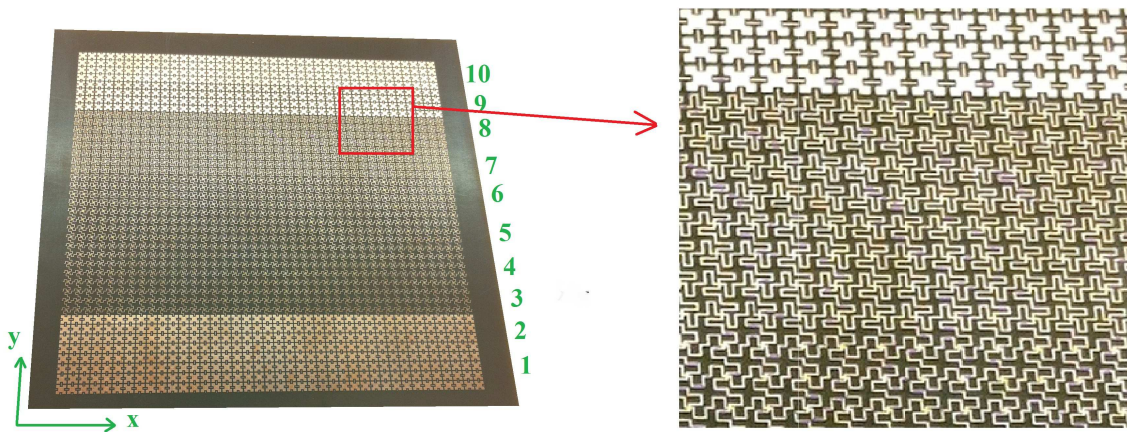


Figure 4.13 Fabricated Layer of TA prototype.

In the second tests, the TA is used as an aperture antenna and the tilt of the beam resulting from the linear phase modulation is observed. The test setup consisted of a horn and dielectric lens creating a planar illumination on the TA (see Fig. 4.16). Fig. 4.17a presents the co-polar and cross-polar radiation patterns of the resulting antenna, including the horn, dielectric lens and TA, measured in the H-plane (yz plane in Fig. 4.13). A beam tilt of 6.5° is found at the design frequency of 19 GHz. The maximum of the beam is 1.9 *dB* below the maximum of the horn-lens beam obtained without the TA, which can partly be explained by the losses in the TA. The cross-polarization level is at -30 *dB* at the central frequency of 19 GHz, in the direction of the main beam. However, the pattern from the TA has higher sidelobes and a beamwidth of 10.5° compared to 6.6° for the lens beam which explains the decrease of the maximum gain. This widening of the main beam can be due to errors in the phase of some TA elements. It was seen in Fig. 4.8 and Fig. 4.12 that 3-layer elements with high susceptance magnitudes have narrow bandwidth and are very sensitive to spacing errors and thus fabrication tolerances. We can see in Table 4.3 that the gain varies by around 3 *dB* in a 7 GHz bandwidth.

Tableau 4.3 Elements characteristics of 3-layer TA prototype

Frequency (GHz)	Maximum Peak Gain (dB)	
	3-layer TA	4-layer TA
18	0.3	-0.7
19	0	0
20	-0.5	-0.8
21	-0.8	-0.85
22	-2.7	-1.7
23	-1.6	-1.9
24	-1.8	-2
25	-2.7	-2.2

A second prototype was designed with 4-layer wideband elements to cover 360° . Table 4.4 shows the characteristics of the TA where the element susceptances and phases are obtained from Fig. 4.6. Since the later allows a phase range of 360° , it was possible to tilt the beam at 8° for the same aperture size. The materials used for the fabrication were the same as in prototype 1. Fig. 4.11 shows the insertion loss of the 4-layer TA covering the whole phase range with losses less than 0.1 *dB*, which proves the superior performance of the individual 4-layer cells.

Tableau 4.4 Elements characteristics of 4-layer prototype

	Circuit model			HFSS full-wave simulation	
	1	2	3	4	5
	b_1	b_2	PHASE SHIFT	$S_{11}(dB)$	$S_{21}(dB, degree)$
1	0.29 c	2 d	0°	-39	$-0.03/2^\circ$
2	0.64 d	2.3 d	40°	-27.5	$-0.04/39.5^\circ$
3	-1.79 c	-1.02 c	80°	-31.2	$-0.02/83^\circ$
4	-1.08 c	-0.99 c	120°	-25.4	$-0.02/124^\circ$
5	-0.69 c	-0.78 c	160°	-30.5	$-0.017/163^\circ$
6	-0.38 c	-0.42 c	200°	-36.6	$-0.017/203^\circ$
7	-0.05 c	-0.03 c	240°	-20	$-0.08/238^\circ$
8	0.55 d	0.073 c	280°	-47.1	$-0.02/282^\circ$
9	0.01 c	1.8154 d	320°	-32.7	$-0.03/321.2^\circ$
10	0.29 c	2 d	0°	-39	$-0.03/2^\circ$

Full-wave simulations for the insertion loss and phase-shift variations of the 10 cells of Table 4.4 over frequency are shown in Fig. 4.18. For these 10 cells covering over 360 degrees of phase range, the insertion loss stays below 3 dB for a 20 % bandwidth, with a maximum phase dispersion of 44° within the band, and more similar phase change rates for all the cells, which was not the case for the 3-layer cells in Fig. 4.12. Again, it can be seen that the cell causing the largest phase dispersion and insertion loss near the design frequency is the one having the greatest value of b_1 (cell 3 in this case). In the 3-layer case the -3 dB bandwidth was only 2 %, and the phase range was limited to 320 degrees. Fig. 4.17b shows the co-polar and cross-polar measured radiation patterns results. A beam tilt of 8° is found at the design frequency of 19 GHz (360° of phase shift on a length of 8λ). The maximum gain at 19 GHz is 1 dB lower than the lens beam. The beamwidth at 19 GHz is 8.6° compared to 6.6° for the lens. These differences are much less than in the 3-layer case, which reflects the better performance of the 4-layer cells. Table 4.3 shows the maximum gain over a frequency band of 7 GHz (32 %) for the 4-layer TA, where a maximum loss of 2.2 dB is observed. These

results demonstrate the viability of the proposed design procedure and element selection.

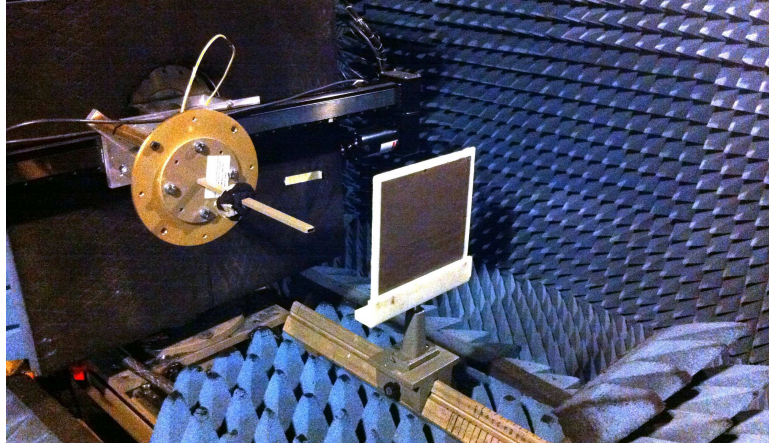


Figure 4.14 Measurement setup for rows transmission phase.

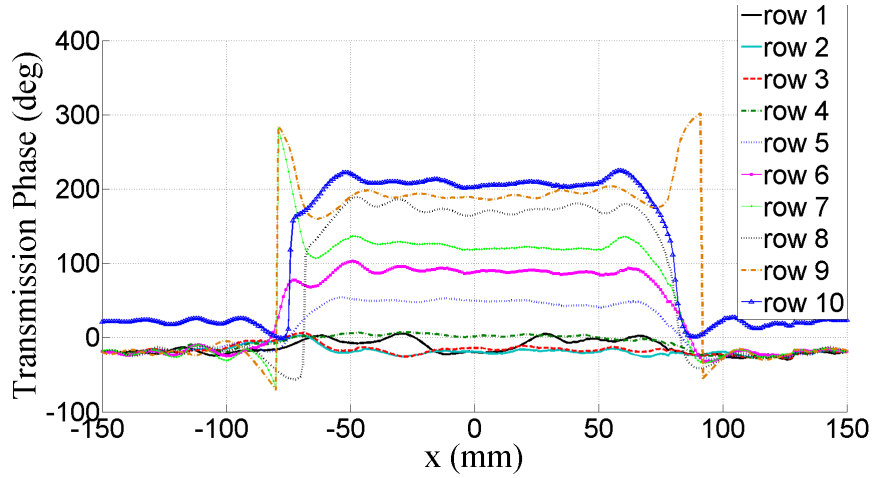


Figure 4.15 Measured phases corresponding to a sweep on the rows of Fig. 4.7

4.7 Conclusion

In this work, a very simple and reliable approach has been proposed for the design and analysis of multiple layer structures that can be used as phase shifting cells in transmitarrays. Different types of inductive and capacitive elements are presented. Comparison has been conducted for 2, 3 and 4 layers regarding frequency response, dependence on variations of the spacing between the layers of the cells as well as sensitivity to incidence angle variations. A unit cell -3 dB bandwidth of more than 20 % is achieved for cells covering the whole transmission

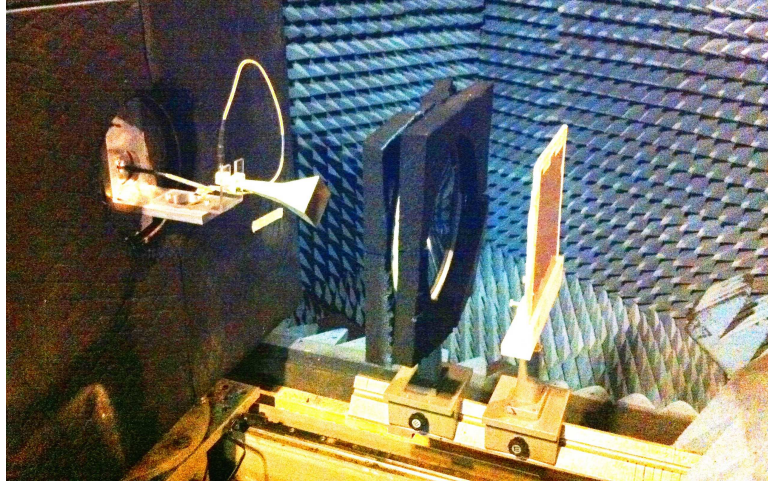


Figure 4.16 Far-field measurement setup for the TA in the anechoic chamber.

phase range of 360° . The demonstrated performance is generally applicable, independently from the selection of specific element geometry. The variations of the phase range of the cells are validated through full-wave simulations. Two beam-tilting transmitarrays using 3 layers and 4 layers of sub-wavelength elements were fabricated. Measurement results follow the predictions of the numerical analysis regarding phase shifts introduced by the elements in the center rows of the TA resulting in a beam tilt and the bandwidth superiority of the 4-layer design. Due to its low loss characteristics and accurate phase control capability, the proposed TA concept would be a good candidate for sub-transmitarrays in dual optics satellite antennas.

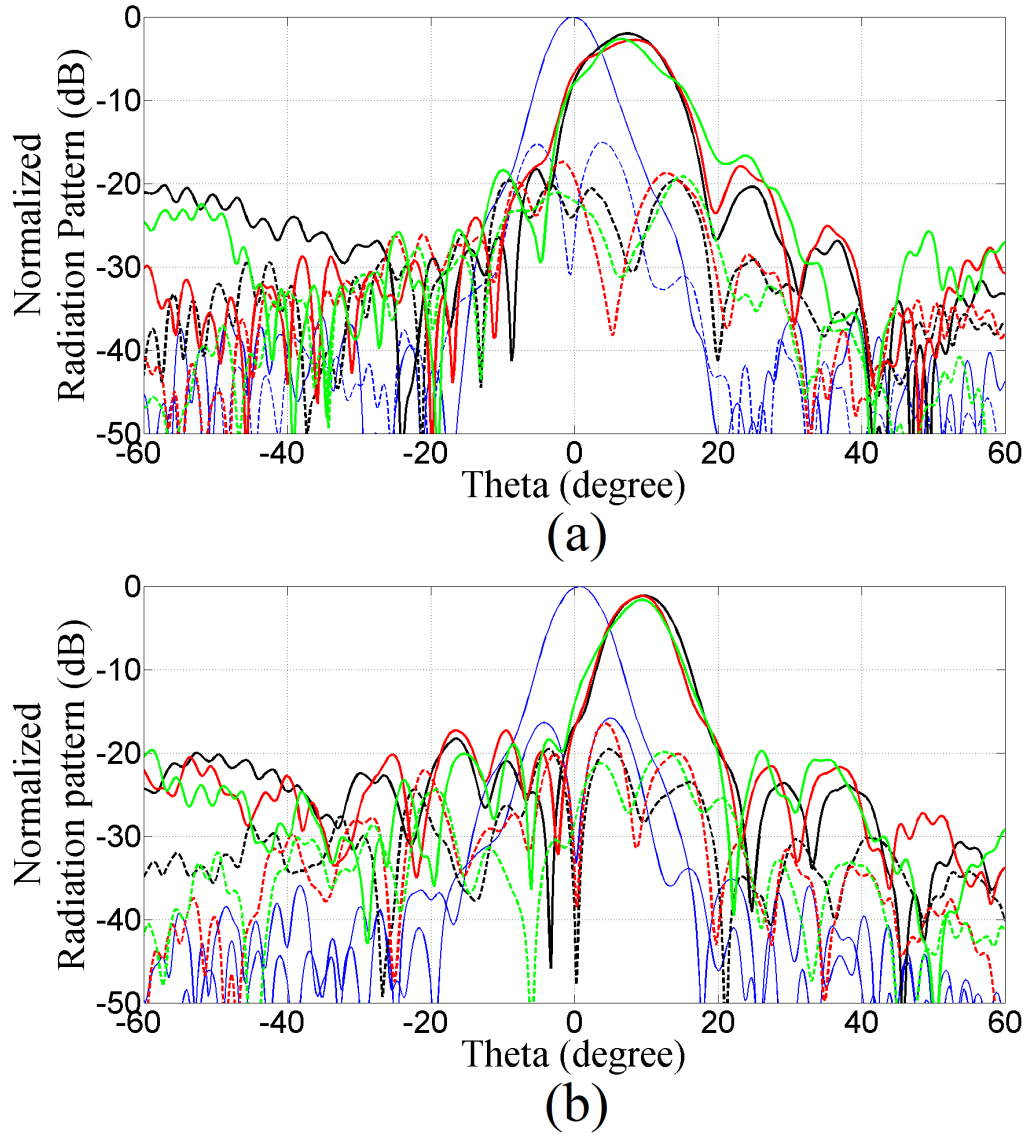


Figure 4.17 Prototype measured radiation pattern for E plane and H plane from 18 to 20GHz of a) 3-layer and b) 4-layer TA. Solid lines and dashed lines represent co-polar and cross-polar measurements where : blue lines are the measurements of the lens pattern at 19GHz. Black, red and green are respectively the results at 18GHz, 19GHz and 20 GHz.

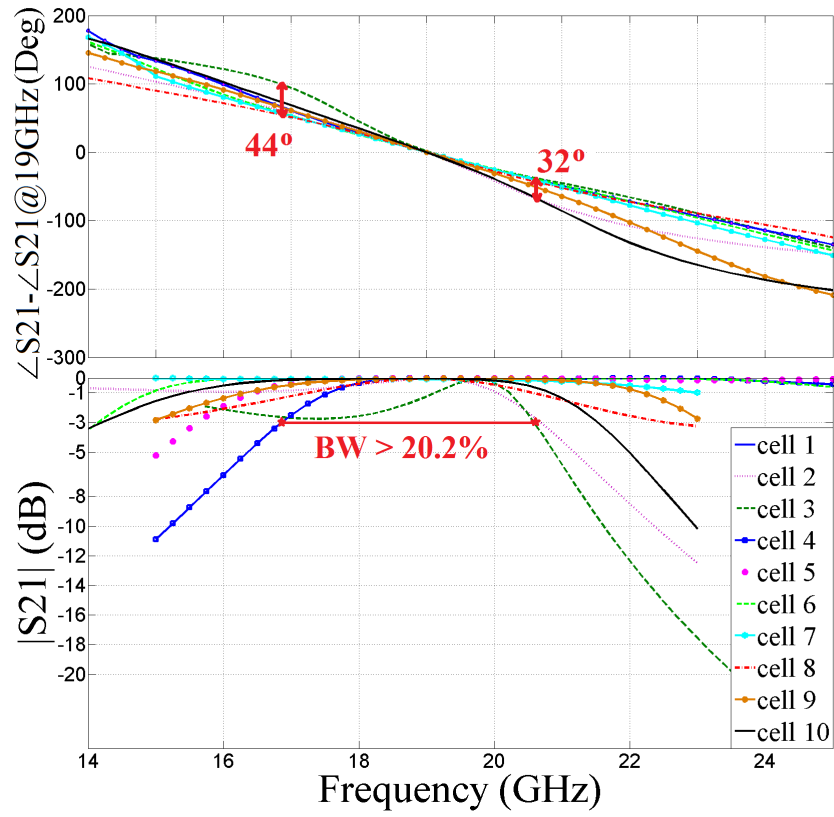


Figure 4.18 Transmission magnitude and phase versus frequency for the 10 different cells described in Table 4.4 (HFSS full-wave simulation).

CHAPITRE 5 ARTICLE 2 : REALIZATION OF FOCUSED BEAM AND SHAPED BEAM TRANSMITARRAYS BASED ON BROADBAND UNIT CELLS

Hoda Nematollahi, Jean-Jacques Laurin, Mariano Barba et José Antonio Encinar
Soumis en 2016 dans IEEE Transactions on Antenna and Propagation

5.1 Abstract

A broadband pencil-beam transmitarray antenna operating in the K-band has been designed, fabricated and measured. Four-layer unit cells allowing a transmission phase range of 360° are used with transmission loss less than 1.7 dB in a 21 % transmission band. The gain of the beam-focusing transmitarray is 30.26 dB at 19 GHz with an aperture efficiency of 34.9 %. Compared to transmitarrays proposed in the literature, the presented antenna bandwidth is almost two times larger with a 1 dB bandwidth of 18 % and a 3 dB bandwidth of 25.5 %. A second transmitarray radiating a shaped beam was designed, and its measured pattern correlates well with theoretical calculations. The sensitivity of the proposed unit cells to fabrication errors and the effect of oblique incidence are also studied.

5.2 Introduction

Large antennas with beam forming capabilities for satellite communication applications are needed. In the last years, transmitarrays (TAs) and reflectarrays (RAs) have been proposed as alternatives to phased arrays. They can be used for beam reconfiguration by using tunable elements for changing the phase distribution [33, 90–93], or perform beam-shaping with passive elements in the case of reflectarrays [26, 94]. Although similar in principle, RAs and TAs have their pros and cons. Reflectarrays have the advantage of a very low reflection loss on their ground plane, so that losses occur essentially in the dielectric and printed metallic layers. The beam is shaped by the different phase shifts happening in the elements. A disadvantage of reflectarrays is that any alignment error or surface distortion is aggravated by the reflection. Other possible losses in reflectarrays are spillover losses and feed blockage. Transmitarrays, while keeping the advantages of RAs in terms of efficiency, light weight and cost, have lesser sensitivity to surface distortions or misplacement, as the total path length will not be altered. However, reflections on the TA surface can cause losses. Different types

of elements as well as different number of layers have been designed with active and passive elements for TAs [55, 81, 84, 95, 96]. The main limitation has been their bandwidth, which is limited by the unit cells topology. An interesting work has been done recently for bandwidth improvement by controlling the phase distribution on the TA and the choice of a phase range leading to better bandwidth performance. This resulted in -1 dB gain bandwidths of 9.8 % and 11.7 % for the two TAs presented in [97]. However, the approach decreases the phase range of the TA unit cells. More recent studies have been aiming for -1 dB gain bandwidths of more than 10 % [98]. In a previous paper, a simple and effective analysis method was presented for the design of 4-layer TA cells with -3 dB bandwidth of more than 20 % on a whole transmission range of 360° [99]. In this paper, the advantages of these wideband elements will be used for the design of a broadband TA antenna realizing a focused beam. A second design will also be presented to demonstrate the possibility of using these cells in a shaped beam TA. In addition, the sensitivity of the antenna performance to fabrication tolerances and their effects on measurement results are analyzed. The antenna design and the performance of the elements are described in Section 5.3. Section 5.4 presents the design of a beam focusing and beam shaping TA. The measurement results of the two TAs are presented in 5.5. Section 5.6 is dedicated to the analysis of the antenna efficiency and sensitivity analysis. Finally conclusions are drawn in Section 5.6. All the designs targeted K-band used for satellite downlink applications.

5.3 Description of unit cell

The cells used for the TA designs are based on the 4-layer cells presented in [99]. However, a special attention was paid to the choice of low loss dielectric and separator sheets.

5.3.1 Element design

The designed TAs are composed of 4 layers (Fig. 5.1). The constituting elements of the TA are non-resonant sub-wavelength cells of capacitive/inductive properties resulting in minimum losses in transmission. The design is based on the method described for broadband unit elements in [99], and uses the equivalent symmetrically loaded transmission line network shown in Fig. 5.1. Each cell has a size of $3.15\text{mm} \times 3.15\text{mm}$ ($0.19\lambda_0 \times 0.19\lambda_0$ at the center frequency of 19 GHz). The inductive and capacitive loads are etched on $127\mu\text{m}$ thick Diclاد 880D substrate ($\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$). The separations $d_1 = 4\text{ mm}$ between the outer layers and $d_2 = 2\text{ mm}$ between the two middle layers are maintained with foam sheets (Eccostock SH-8 $\epsilon_r = 1.12$, $\tan\delta = 0.002$) which are equal to $\lambda/4$ and $\lambda/8$ at 19 GHz respectively. The cells have a total thickness of 10.508 mm (0.66λ at the design frequency).

Fig. 5.1 shows the multi-layer composition of a unit cell together with the circuit model. Imposing matched impedance of the equivalent circuit with the free-space impedance leads to equation 5.1. Two sets of curves are derived from the quadratic equation for a predefined spacing between layers d_1 and d_2 . Fig. 5.2 represent the relation between the susceptances of the outer (b_1) and inner (b_2) layers and their resulting transmission phase for the two solutions of the equation.

$$\begin{aligned}
& b_2^2(-n - m^2n + 2b_1mn - b_1^2m^2n) + b_2(2b_1^2mn + 2b_1^2m^2 \\
& + 2 + 2m^2 - 4b_1m - 2b_1n + 2b_1m^2n) \\
& + 2b_1 - 2b_1m^2 - 4b_1mn - 2b_1^2m - b_1^2n + b_1^2m^2n = 0
\end{aligned} \tag{5.1}$$

Where m and n are respectively defined as $\tan(kd_1)$ and $\tan(kd_2)$, and k is the wavenumber in the spacer (foam) media. For a given choice of phase shift, the solution from 5.1 covering the given phase range is chosen (one of the two figures on the left hand side) to determine the value of b_1 . Then, this value is used on the corresponding figure on the right side to determine the value of b_2 that will fulfill the matching condition. In order to design a TA, any value of transmission phase within a continuous 360° interval may be chosen for the elements from Fig. 5.2. However, this would require designing and optimizing a large number of unit-cells. In practice, a 3-bit phase quantization with only eight different unit cells (0° , -45° , -90° , -135° , -180° , -225° , -270° and -315°) is applied on the phase distribution of the TA. The effect of quantization applied on the TA is studied in Section 5.4.

The S-parameters of the unit cells are computed using full-wave EM simulation. The simulations are carried out using the finite element method in Ansys High Frequency Structure Simulator (HFSS). Periodic master and slave boundary conditions and Floquet-ports are used to simulate an infinite array of identical elements under plane wave incidence. The type of elements used on the outer and inner layers of the TA and their equivalent susceptance is shown in the two first columns of Table I for each of the 8 selected states. The third column shows the transmission phase calculated for the equivalent circuit with the mentioned susceptances and spacings of $d_1 = \lambda/4$, $d_2 = \lambda/8$. The two last columns show the simulated results of the 4-layer cells. The variation of transmission loss with frequency of the unit cells is shown in Fig. 5.3a. The quantized elements have less than 1.7 dB transmission loss in a 21 % bandwidth and less than 1 dB in a 10 % bandwidth. The linearity of the transmission phase of the cells over frequency (Fig. 5.3b) shows a wideband performance of unit cells and the smooth variation of the transmission phase on the whole bandwidth.

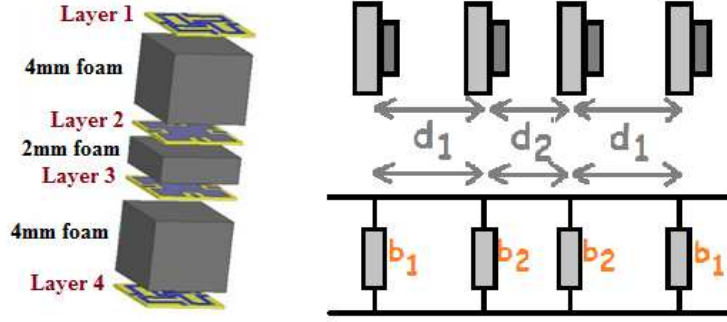


Figure 5.1 3D exploded view of a TA unit cell and its equivalent circuit.

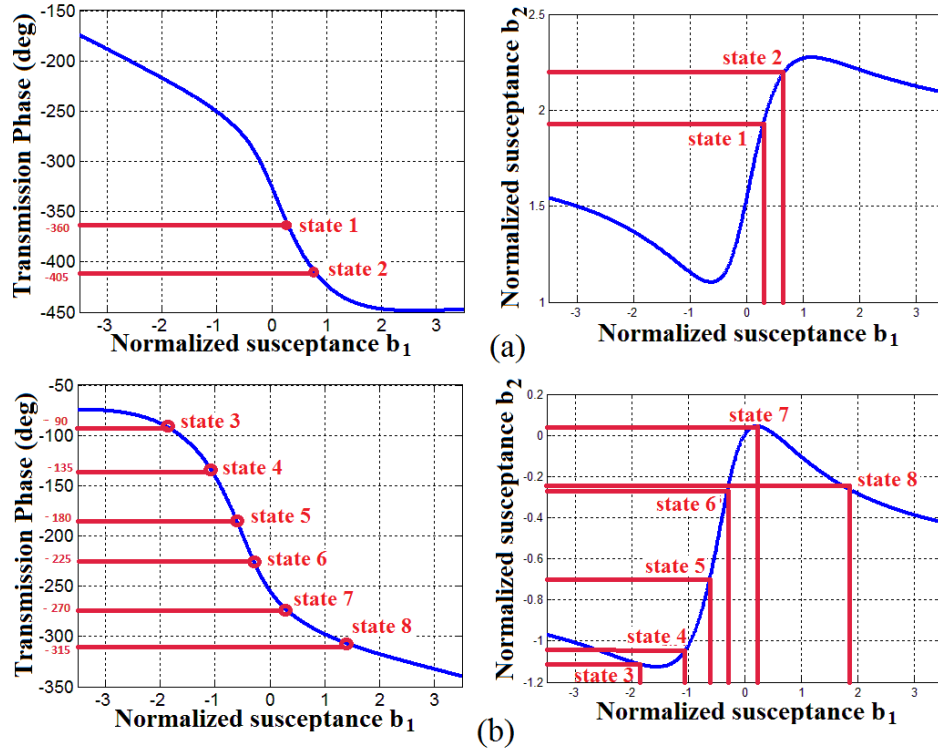
















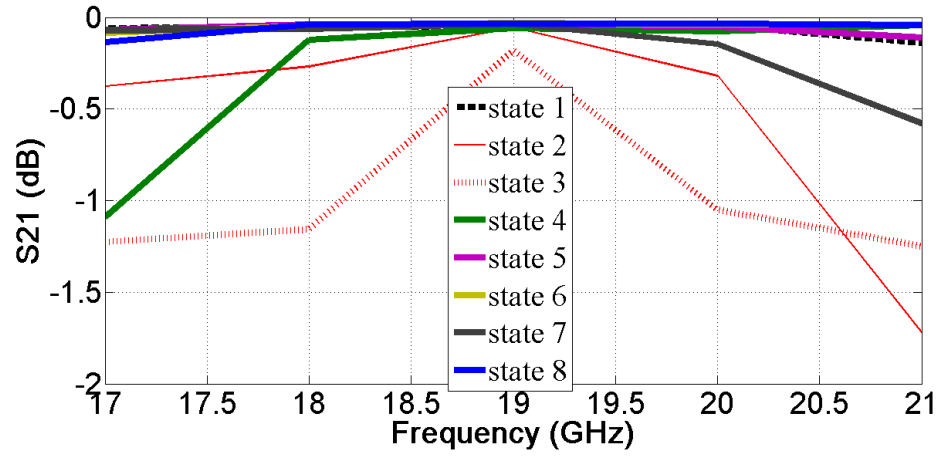


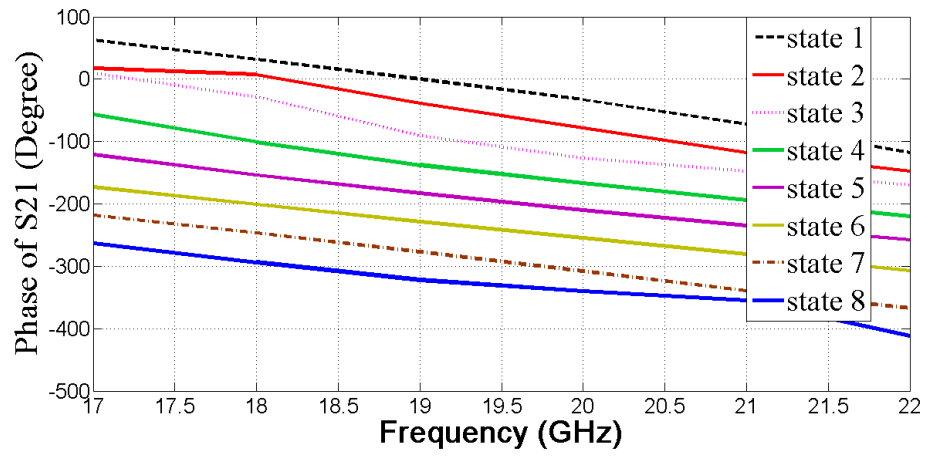
Figure 5.2 Transmission phase range and matching condition of 4-layer cells for $d_1 = \lambda/4$, $d_2 = \lambda/8$.

Tableau 5.1 Elements characteristics of 3-bit quantized 4-layer TA prototype

State	b_1	b_2	Phase Shift (deg)	HFSS full-wave simulation	
				S11(dB)	S21(dB,deg)
1	0.239 	1.805 	0.6°	-21.9	$-0.09 \angle 0.23^\circ$
2	0.73 	2.218 	-45.4°	-21.8	$-0.11 \angle -38.3^\circ$
3	-1.91 	-1.108 	-89.9°	-12	$-0.44 \angle -91^\circ$
4	-1.05 	-1.04 	-135.44°	-21.2	$-0.117 \angle -138^\circ$
5	-0.63 	-0.718 	-180.9°	-43.4	$-0.069 \angle -183^\circ$
6	-0.29 	-0.025 	-225.3°	-39.3	$-0.06 \angle -229^\circ$
7	0.25 	0.044 	-270.2°	-36.1	$-0.069 \angle -276^\circ$
8	-0.07 	1.435 	-315.6°	-35.7	$-0.06 \angle -322.9^\circ$



(a)



(b)

Figure 5.3 Transmission loss and phase of the 8 elements over frequency.

5.4 TA Design

5.4.1 Primary feed

The primary feed is a standard linearly polarized rectangular horn (Narda 638) with a gain of 15.3 *dBi* at 19 GHz. The feed pattern can be approximated with a $\cos^q\theta$ model with $q = 10$. Full-wave simulations using the horn dimensions are used to obtain the field distribution from the horn on the TA surface.

5.4.2 Array Modeling

The TA is designed by using a combination of full-wave electromagnetic simulations and analytical calculations. The frequency response of the phase shifting elements as well as the transmission amplitudes and the sensitivity of each type of cell to spacing changes and fabrication tolerances are obtained from full wave simulations. Mutual coupling between elements is taken into account in the calculation of transmission phase and amplitude by assuming periodic conditions. However the mutual coupling value is an approximation as the TA is not really periodic. In spite of these approximations, the results showed good accuracy for the shape of the main beam and the first side lobes [32]. Conventional array theory is used to calculate the far-field radiation pattern of the TA antenna. The amplitude and phase of the electrical field incident at the location of each TA cell is first obtained by full wave simulation of the horn $E_{horn}(m, n)$ (Fig. 5.4). The radiation pattern of the TA is calculated with (5.2) by summing the contribution of each cell, using the complex impinging field from the horn $E_{horn}(m, n)$ on cell (m, n) and the transmission magnitude and phase characteristics of each cell in the TA.

$$\begin{aligned} \vec{E}(\theta, \varphi) = \\ \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \vec{E}_{horn}(m, n) T(m, n) e^{jk_0(r(m, n) \cdot \hat{r})} \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$T(m, n) = S_{21cell}(m, n) e^{j\varphi_{cell}(m, n)} \quad (5.3)$$

$$\varphi_{cell}(m, n) = \varphi_s(m, n) - k_0(R(m, n) - \vec{r}(m, n) \cdot \hat{r}_0) \quad (5.4)$$

Here, $R(m, n)$ is the path length to the mn th element from the feed phase center, $\vec{r}(m, n)$ the position vector of the element and \hat{r}_0 the direction of the transmitted main beam, as shown on Fig. 5.5. $T(m, n)$ is the transmission coefficient of cell (m, n) , with magnitude $S_{21cell}(m, n)$ and phase $\varphi_{cell}(m, n)$. It is obtained from the path $R(m, n)$ and the required phase distribution after the TA ($\varphi_s(m, n)$). An isotropic element has been considered in the

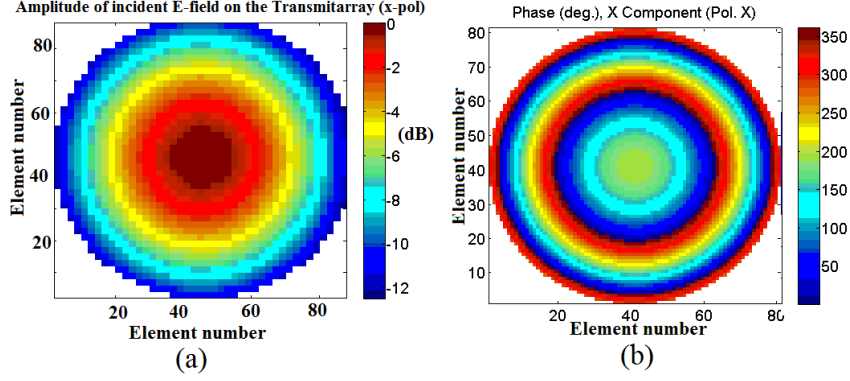


Figure 5.4 Incident field distribution from the primary feed on the TA for the designed architecture ($f/d = 0.97$) : a) Amplitude in dB, b) Phase in degrees.

calculation of (5.2). Since the polarization of the primary feed and the TA unit cells are not taken into account in the analysis, we cannot obtain cross polarization information. In the analysis of the effects of fabrication tolerances in section 5.6, the simulated results of amplitude and phase variations of $T(m, n)$ are included in the calculations of the array factor of the circular TA. All theoretical calculations of this paper were performed by the described procedure.

5.4.3 Focused beam TA and shaped beam TA

Two linearly polarized TAs were designed and fabricated with identical dimensions, but with different phase distributions on the cells. Both TAs are circular with $F/D = 0.97$ and 88 cells of 0.19λ in the diameter (λ is the wavelength in free space at 19 GHz). The design parameters of the TAs are summarized in Table II.

Tableau 5.2 Architecture of the two TA prototypes

Surface diameter	277.2 mm
F/D	0.974
Feed illumination of the edges	-11.15 dB
Number of elements	6112
Unit cell periodicity	3.15 mm
Layer separation	4 mm, 2 mm, 4 mm
Substrate thickness	127 μ m
TA total thickness including bonding films	10.964 mm

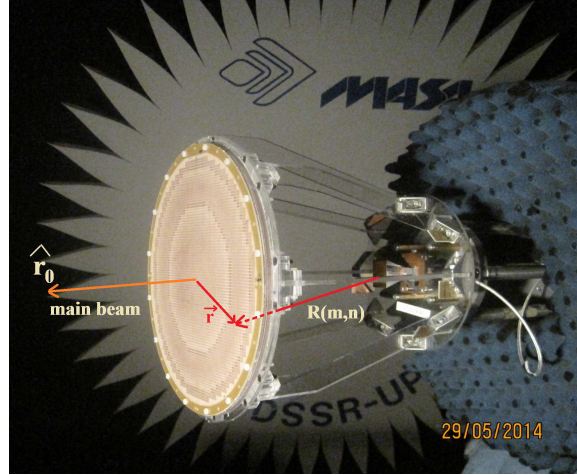


Figure 5.5 Horn and TA1 in the anechoic chamber.

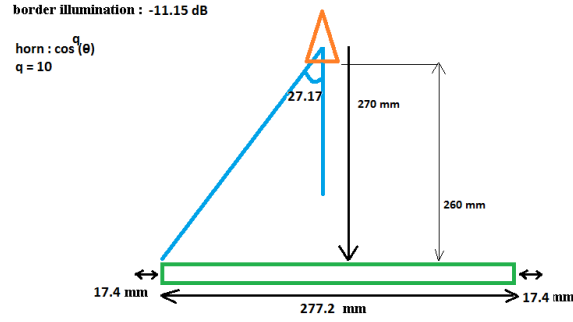


Figure 5.6 Horn and TA setup.

TA1 : Beam Focusing

In the case of the beam focusing TA, the elements receive the incoming spherical wave from the feed horn and re-transmit the signal with a uniform phase over the TA aperture. The value of ϕ_{cell} needed at each cell depends on the phase delay that the incident wave has accumulated between the feed horn and the TA surface and is calculated with (Eq. 5.4) where the additional phase shift φ_s is set to zero or to a constant to radiate a focused beam in broadside direction. Three-bit quantization is applied on the phase shift values of the beam focusing TA (Fig. 5.7). It is seen in Fig. 5.8 that the 3-bit (45° phase steps) design does not affect the shape of the main beam and first side lobes. It results in a 0.45 dB loss in directivity and increases secondary side lobes at 22.5° and 45° compared to the non-quantized case.

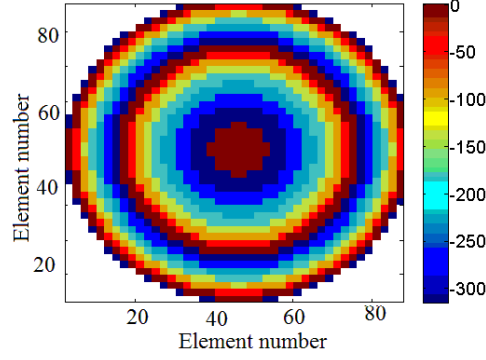


Figure 5.7 Quantized phase distribution on TA for focused beam.

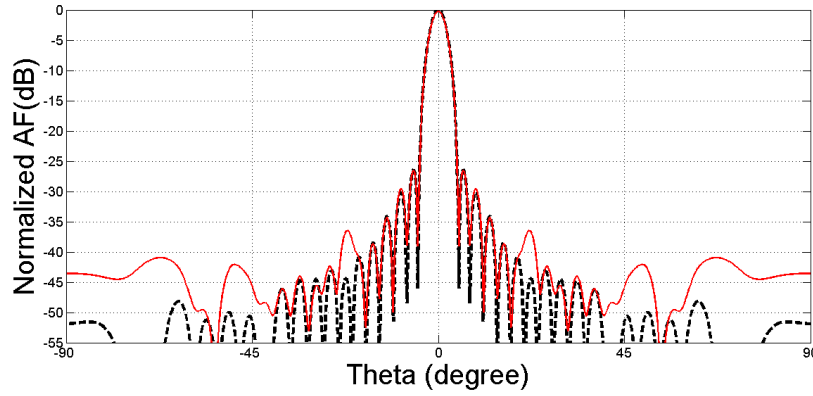


Figure 5.8 Normalized array factor for continuous phase shift (black) and 3 bit phase quantization (red) cases.

TA2 : Shaped beam

The second TA is designed to perform beam shaping, with the objective of creating a simple elliptical beam. The intersection approach [100], [31] has been applied to obtain the required phase distribution on the TA surface at 19 GHz for the chosen coverage, with the fixed amplitude constraint imposed by the illuminating feed horn. As the size of the TA was chosen small enough to be easily fabricated, the phase-only synthesis results obtained for this limited number of cells is the shaped beam shown in Fig. 5.9, which is used to demonstrate beam forming capacities of the TA. The non-quantized phase distribution to be applied on the second TA is plotted in Fig. 5.10. Fig. 5.11 shows the phase distribution ϕ_s after transmission through the TA for the shaped beam, which in the case of the focused beam was uniform.

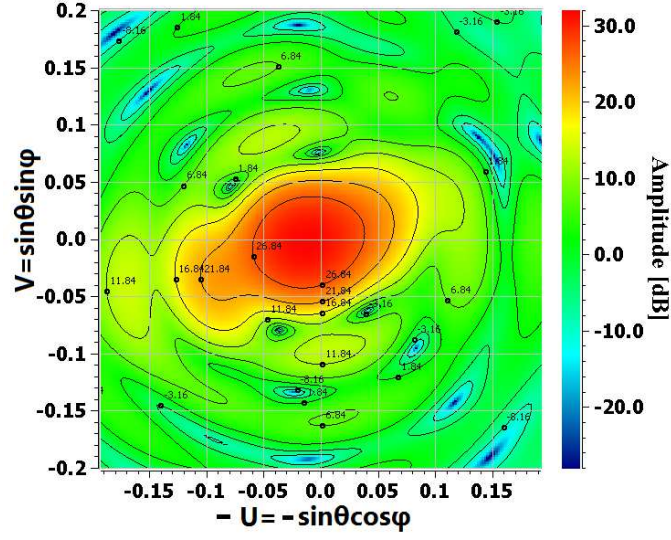


Figure 5.9 Shaped beam to be performed by TA2.

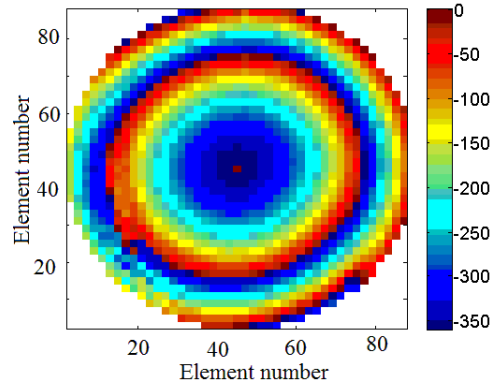


Figure 5.10 Required phase shift ϕ_{cell} at 19 GHz obtained by the phase-only synthesis method for TA2.

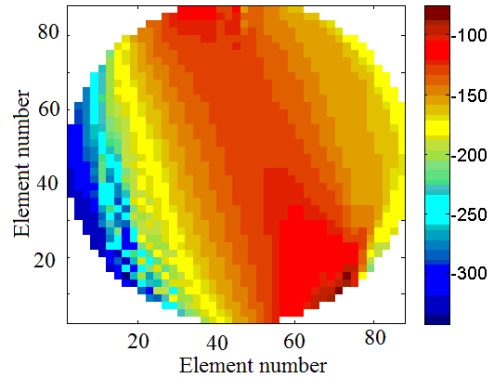


Figure 5.11 Phase distribution ϕ_s after the TA for the shaped beam.

5.5 Measurement Results and Analysis

The two transmitarrays have been manufactured using a classical printed circuit board etching process. A very careful control of the processes was required due to high aspect ratio between the total board diameter and the thickness and separation of the lines. However some over-etching was found in the final prototypes, as will be mentioned in the next section. Dedicated backing boards were used in order to handle the very thin and soft material (Dielclad 880D of $0.127 \mu\text{m}$). The foam was machined from a nominal 3 mm thickness to obtain the desired thickness as the tolerances given by the supplier are in the range of $\pm 0.150 \text{ mm}$. The supporting structure has been made with methacrylate machined by a CNC in order to have a dielectric material with sufficient rigidity, avoiding metallic supports that would give undesired reflection for the fields coming from the horn.

5.5.1 TA1 : Focused beam transmitarray

Fig. 5.5 shows a picture of the antenna in the compact test range. The measured radiation pattern at 19 GHz is presented in Fig. 5.12. The relative first SLL is at -24 dB and the cross-polarization level is under 40 dB in the $\phi = 0^\circ$ plane. At 19 GHz, the half-power beamwidth at $\phi = 0^\circ$ (E-plane, x polarized) and $\phi = 90^\circ$ (H plane) are 4.06° and 3.98° respectively (Fig. 5.13), whereas the simulation results (calculated with (5.2) give an HPBW of 3.8° in both planes. However there is a reduction of this discrepancy between 19 GHz and 22 GHz. Different sources of phase errors which could result in wider HPBW are studied in section 5.6. The measured radiation pattern is in very good agreement with the simulation in the main lobe and the first side lobes. The increase in the secondary side lobes in the measurement results and the shift of the maximum gain to a slightly higher frequency (see Fig. 5.14) can be due to the manufacturing tolerances in the present prototype and are analyzed in the next section. The measured peak gain versus frequency in Fig. 5.14 shows that the antenna has a very good performance in the whole measured frequency band (19-22 GHz) with a 1 dB bandwidth of 18 % and a 3 dB bandwidth of at least 25.5 %. Measurements at frequencies lower than 18 GHz were not possible given the frequency range of the feed horn. The bandwidth performances of the focused beam TA are significantly better than those reported in recently published work, as can be seen in Table 5.3.

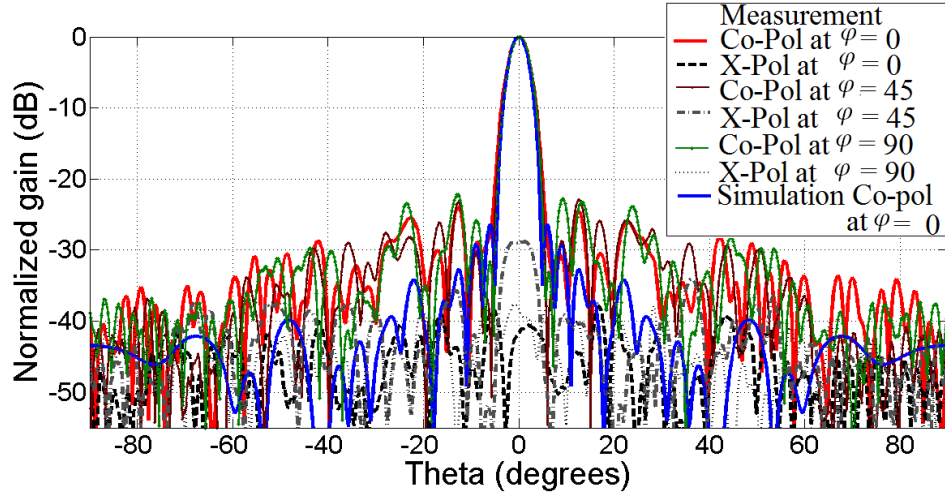


Figure 5.12 Normalized measured and simulated pattern of TA1 at 19 GHz.

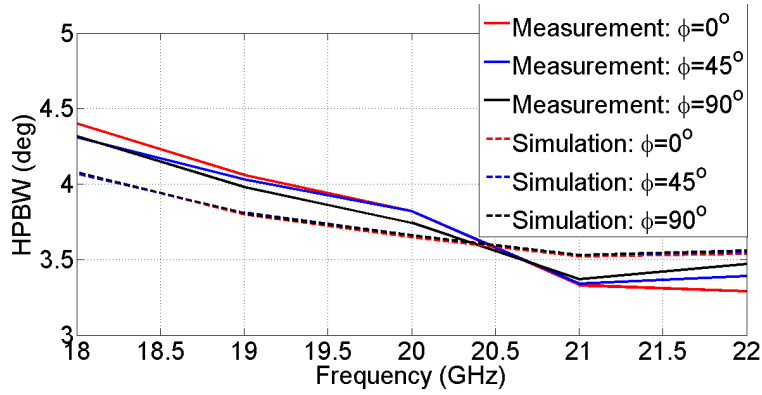


Figure 5.13 HPBW versus frequency for TA1 measured (-) and theoretical (- -) for $\phi = 0^\circ, 45^\circ$ and 90° .

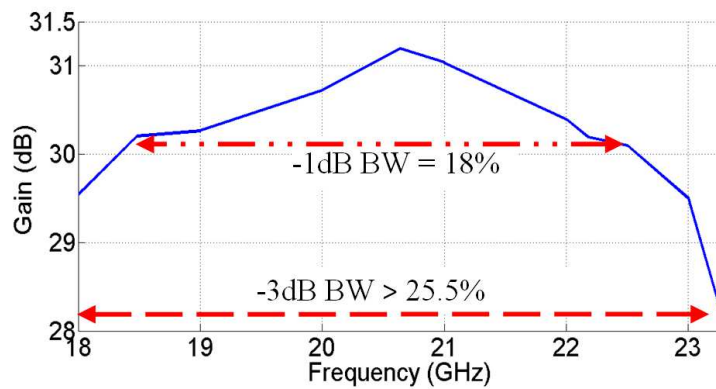


Figure 5.14 TA1 Measured Gain.

Tableau 5.3 Comparison of TA1 with TAs in recently published papers

Ref	Freq GHz	Layers	Gain (dB)	Aperture efficiency	1 <i>dB</i> Gain BW	2 <i>dB</i> Gain BW	3 <i>dB</i> Gain BW
TA1	19	4	30.3	34.9 %	18 %		> 25.5 %
[95]	9.8	3	24.9	24.6 %			20 %
[98]	12	5	23.1	31.3 %	10.2 %	14.8 %	
[101]	13.58	4	23.9	55 %	7.4 %		
[97]	13.5	4	30.22	50 %	9.8 %		
[97]	13.5	4	29.95	47 %	11.7 %		
[38]	30.25	4	28.59		7.5 %		

5.5.2 TA2 : Shaped beam transmitarray

The second TA has been designed for a shaped beam at 19 GHz. Fig. 5.15 shows the normalized simulated and measured radiation patterns of the TA with contours corresponding to -1, -3, -5, -10, -15, -20, -25 *dB* relative to the peak gain. The results show a satisfactory radiation pattern according to the prescribed simulated coverage. The HPBW in the elevation and azimuth planes are 4° and 4.8° respectively (Fig. 5.16) and show the shaping of the beam. A small discrepancy of 0.3° in HPBW (Fig. 5.16) compared to the simulation results is observed as in the TA1 focused beam and can be explained with the error sources described in Section 5.6. Table 5.4 shows the measured directivity and gain with losses from 1.17 *dB* to 1.48 *dB* between 18 GHz and 20 GHz. The small variation of the beamwidth and the gain over frequency demonstrates the broadband behaviour of the TA.

Tableau 5.4 TA2 measurement result

	18 GHz	19 GHz	20 GHz
Measured directivity (dB)	30.22	30.77	30.61
Measured Gain (dB)	29.05	29.28	29.41

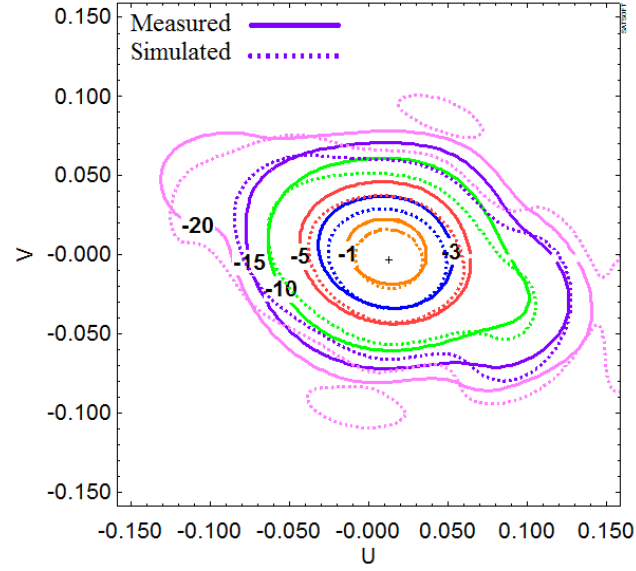


Figure 5.15 Simulated and measured radiation pattern of TA2 at 19 GHz.

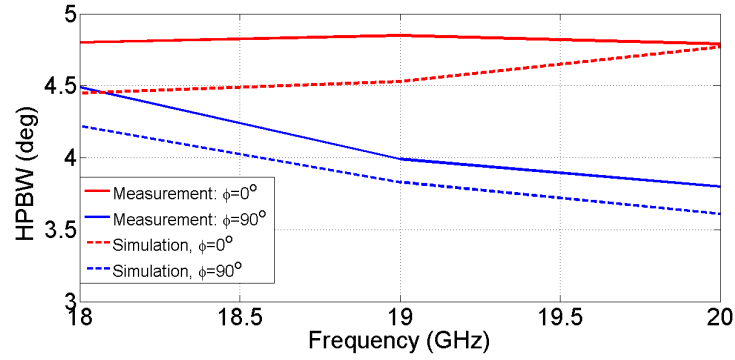


Figure 5.16 HPBW over frequency for TA2 measured gain (-) and theoretical directivity (- -) for $\phi = 0^\circ, 45^\circ$ and 90° .

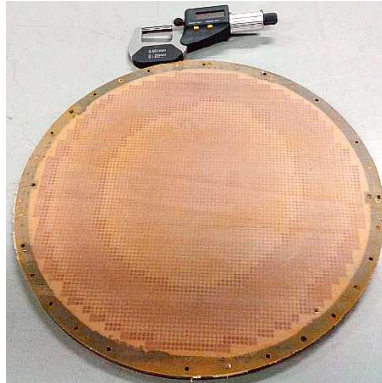


Figure 5.17 Top view of TA2.

5.6 Discussion on TAs performance

The two 4-layer TAs were fabricated according to the multi-layer structure shown in Fig. 5.1. Six sheets of bonding films of 0.076 mm thickness with $\epsilon_r = 3$, $\tan \delta = 0.01$ are used between the substrate layers and the foam spacers for a total thickness of 10.964 mm. The thickness of the fabricated TA was measured at different locations. The mean measured thickness is 10.572 mm with a difference of 0.13mm between the maximum and minimum value. Out of the total difference between the mean and nominal thicknesses 0.4mm is observed due to the melting of the film and pressure applied on the spacers during the bonding phase. In order to assess the sensitivity of the TA to fabrication tolerances, a study was done on the 8 types of cells with reductions d of 0.167 mm of the outer $\lambda/4$ separators and 0.0835 mm of the middle $\lambda/8$ separator. In the fabrication process, over etching may also occur. A reduction of line width of 0.05 mm in different cell geometries was considered for the analysis.

Fig. 5.18 and Fig. 5.19 show the maximum loss and phase change induced by these manufacturing errors on the worst case of the 8 types of elements at each frequency. Each of these errors can produce up to 0.4 dB insertion loss for some elements and a phase deviation of up to 85 degrees. The theoretical directivities of TA1 were calculated, using the cells with over-etching errors and reduced separator thicknesses. Results for four cases are compared to the measured data at different frequencies in Fig. 5.20(a to d). The HPBW is slightly increased but the first side lobes seems unaffected. The effect of the fabrication errors on the calculated theoretical directivity are shown in Fig. 5.20. The reduction of the distance between the layers and the width of the lines have an up-shifting effect on the directivity of the array, which is observed in the measured gain results in Fig. 5.14. The most significant effect of the reduction of spacing between the layers is the increase of the secondary side lobes at higher frequencies (Fig. 5.20d). Over-etching affects the secondary side lobes on all frequencies.

The overall efficiency of the TA is the ratio of the measured gain to the directivity of an aperture of equal physical area A , with uniform field

$$\epsilon_a = \frac{G_{meas}}{D_u} \quad (5.5)$$

where $D_u = 4\pi A/\lambda^2$. It has two main components : illumination efficiency and radiation efficiency. The illumination efficiency depends on the F/D ratio and the horn feed's pattern which controls the amplitude taper on the TA and the spill-over. The radiation efficiency combines the effects of all other losses. The different components of the power efficiency are shown in Fig. 5.21.

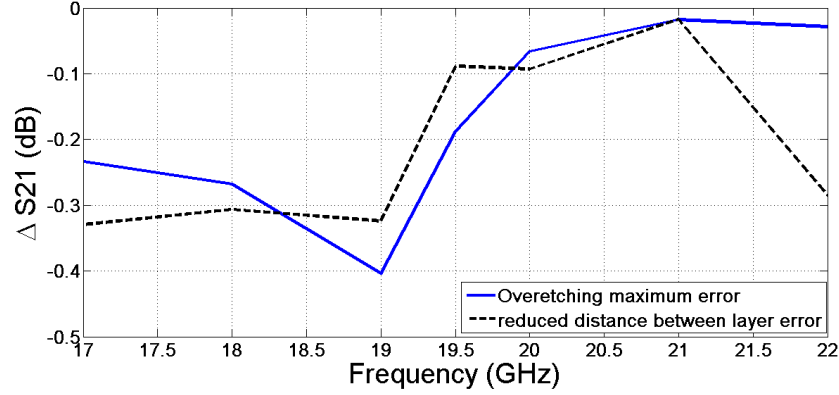


Figure 5.18 Worst-case degradation due to over-etching and reduction of distance between layers on the transmission coefficient amplitude.

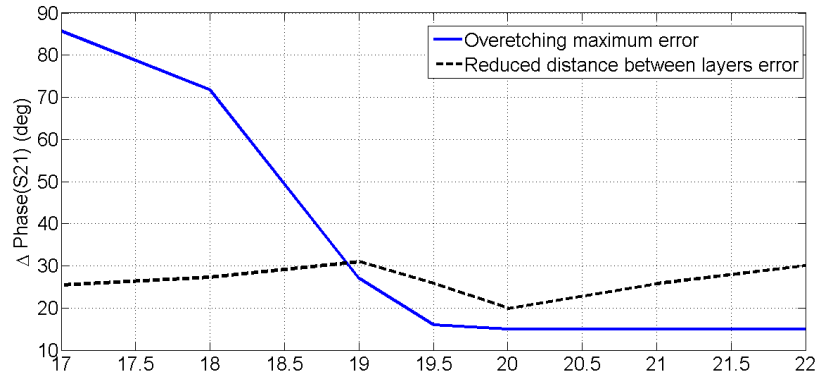


Figure 5.19 Worst case effect of over-etching and reduction of distance between layers on the transmission phase.

The first error inherent to passive TAs is the differential spatial phase effect. The phase shift of the TA is designed to compensate for the difference of path length from the horn to different points on the TA (first term on the right side of eq. 5.4) at the central frequency of design. However, the electrical length of the path is frequency dependent and would not be fully compensated at other frequencies. The second source of errors is the cell's transmission magnitude and phase. The cells are chosen for their phase shift at the central frequency but have a transmission loss and phase variation with frequency (Fig. 5.3b). The 3-bit phase quantization also induces losses, and increases the side lobes at $\theta = 22.5^\circ, 45^\circ$ shown in Fig. 5.8 and measurements results in Fig. 5.20. The total radiation efficiency curve in Fig. 5.21 includes these three loss mechanism, in addition to the worst-case losses due to over-etching and errors on layer thicknesses.

The power budget of the beam focusing TA with the mentioned losses is summarized in Table 5.5 at 19 GHz. The table shows that fabrication has a significant impact on the antenna power budget. Spillover losses are calculated using an approximate equation using a $\cos^q \theta$ model for the feed horn [102]. The taper loss was calculated by the difference between the array factor of the array with a uniformly excited array. The measured directivity and gain of the second antenna (Table 5.4) was used for an estimation of the dielectric and insertion losses. A source of discrepancy between the measured gain and maximum directivity for this aperture size is the fact that normal incidence and infinite arrays with similar elements are considered in the design process. However in practice, the neighbouring cells are not always similar, and depending on the focal length of the TA, the cells in the outer rings are illuminated with angles up to 27.17° (Fig. 5.6). Angle of incidence of 25° on the different cells can cause up to -0.6 dB and 40° of variation in the transmission magnitude and phase of the unit cells. The TA array factor has been recalculated using the cell transmission coefficients under oblique incidence in the outer rings of the TA where the angle of incidence is larger than 20° . The resulting pattern in Fig. 5.22 shows a difference in the theoretical directivity of 0.61 dB and a significant increase in the level of the secondary side lobes. This suggests that a better design can be achieved if zoning is applied following the angle of incidence on the cells, i.e. where the cells in different zones would be redesigned in order to have their required phase shift under the oblique incidence. Subtracting all the losses from D_u gives an expected realized gain of 30.84 dB . Which is still 0.57 dB above the measured value. Losses due to the non-periodicity of the TA have not been included in the power budget, but this effect cannot be easily estimated.

Tableau 5.5 Simulated Power Budget and Measured Gain of TA1

Frequency (GHz)	19 GHz
Directivity of a uniform aperture D_u	34.83 dB
Quantization and discretization loss	0.45 dB
Loss due to over-etching	0.61 dB
Loss due to reduced spacing between layers	0.15 dB
Insertion loss and dielectric loss	1.25 dB
Oblique incidence phase error loss	0.61 dB
Taper loss	0.49 dB
Spill-over loss	0.43 dB
Total losses	3.99 dB
Measured gain	30.3 dB

5.7 Conclusion

Broadband transmitting cells were proposed in a previous paper, a focused beam and a shaped beam transmitarray have been designed and manufactured. Test results show a significant increase of the measured bandwidth compared to the best recent results in the literature (18 % compared to 10.2 % for the 1 *dB* bandwidth) and a 3dB bandwidth of at least 25.5 %). The performance of the TA is affected by different factors such as fabrication tolerances, angle of incidence and phase errors due to infinite array of identical elements consideration in the modeling. Sensitivity studies have been done through full-wave simulations of the elements, taking into account the effects of change of spacing between the layers and over-etching of the copper lines, and their effect on the radiation pattern was analyzed. Overall, the antenna shows satisfactory performances on bandwidth as well as side lobe levels and cross-polarization, with values 24 *dB* and 29 *dB* below the main beam, respectively. The beam shaping capability of this kind of antennas has been demonstrated for the first time.

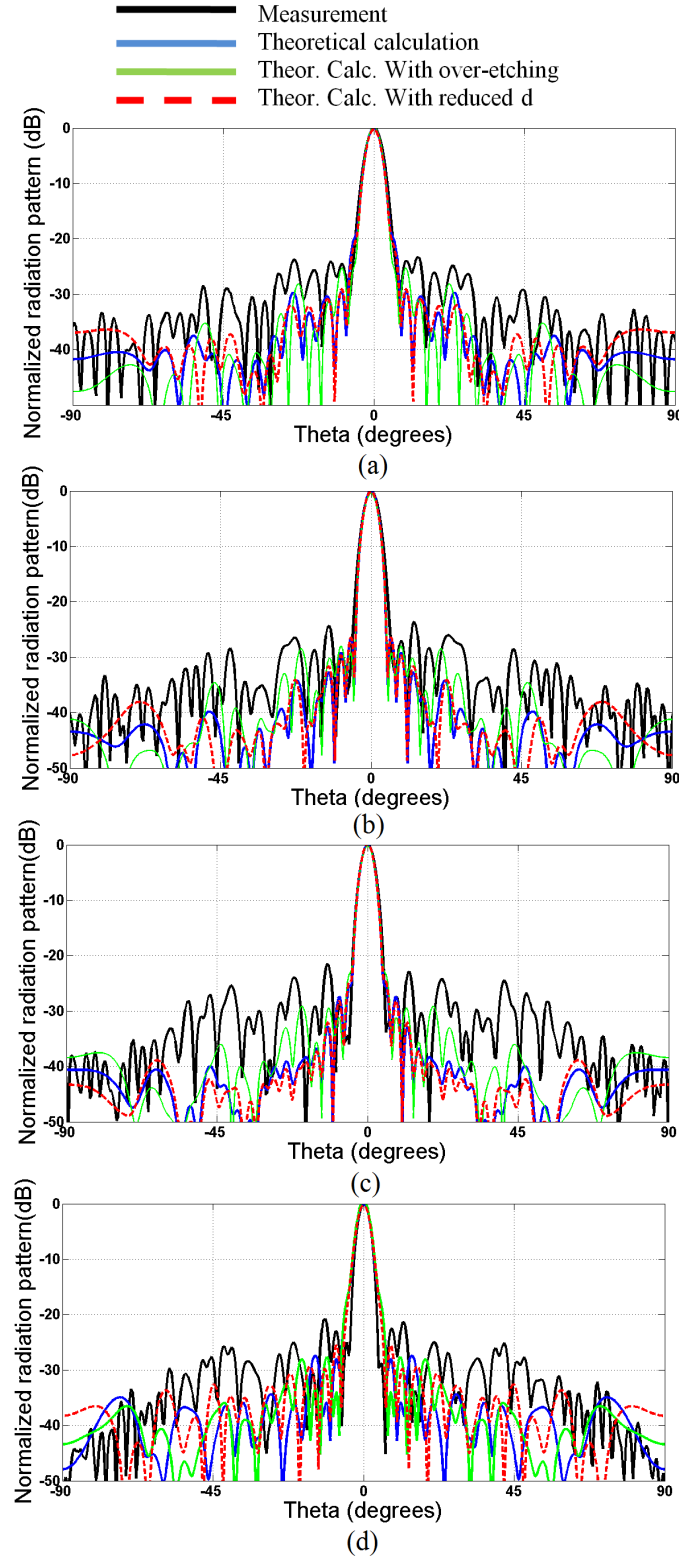


Figure 5.20 Measured Gain, theoretical patterns for quantized cells with and without over-etching and reduced distance between layers at a) 18 GHz, b) 19 GHz, c) 20 GHz and d) 21 GHz.

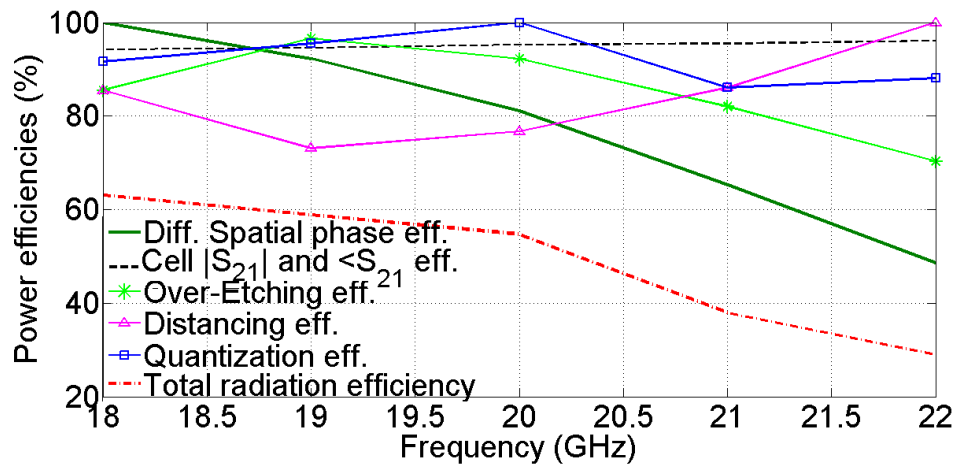


Figure 5.21 Power efficiencies produced by different sources.

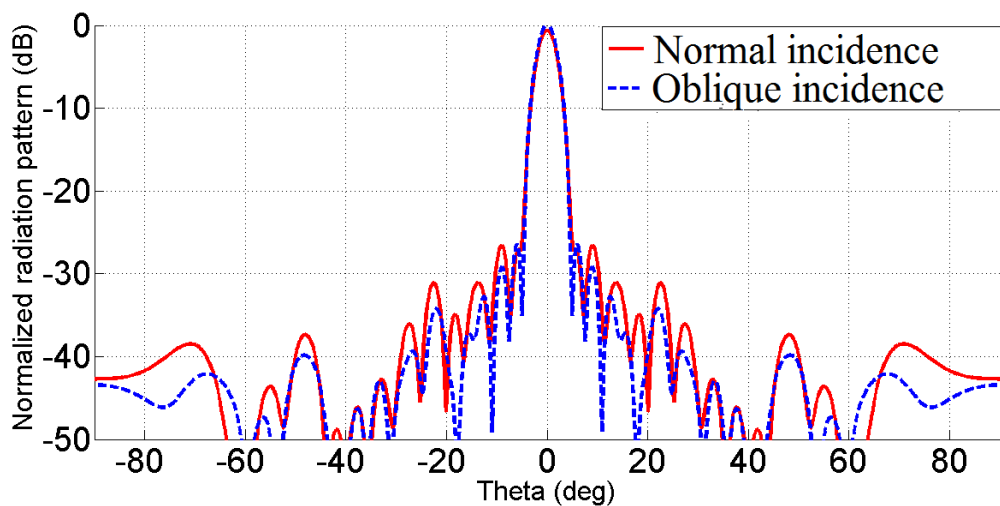


Figure 5.22 Simulated normalized patterns with normal incidence cells (-) and oblique incidence on cells (- -).

CHAPITRE 6 ARTICLE 3 : DESIGN OF BEAM REFLECTOR ANTENNA SYSTEM WITH RECONFIGURABLE SUB-TRANSMITARRAY FEED IN K-BAND FOR SPACE APPLICATIONS

Hoda Nematollahi, Jean-Jacques Laurin

Présenté à 36th ESA/ESTEC Workshop on Antennas for Space Science en octobre 2015

6.1 Abstract

This paper describes the design of a K-band antenna based on a hybrid reflector configuration that provides a beam tilt in a limited angular range. The system comprises a passive multi-layer transmitarray and an illuminating horn feed. The transmitarray is placed in the beam path from the primary source to the main reflector. The use of selectable transmitarray sheets would allow adjusting the response of the spatial filter's phase response and consequently to modify the antenna beam. In terms of complexity, there is a significant reduction of the mass and the cost of beam-forming antennas when the reconfigurability is only implemented at the sub-transmitarray level. Transmitarrays designed to generate $\pm 6^\circ$ tilted focused beam at 19 GHz are presented in the paper. Ray tracing method along with full wave finite element method and integral equation methods (Ansys HFSS) are used to simulate the structure. Although this demonstration is done with a simple beam tilt, the proposed approach is also applicable to other phase synthesis cases in order to realize beam shaping.

6.2 Introduction

Printed transmitarray and reflectarray antennas formed by one or more layers of patches have been developed to produce focused or contoured beams [6, 37, 103, 104]. The manufacturing process of shaped reflector antennas to generate contoured beams requires complex and expensive moulds that must be customized for each use. However, transmitarrays can be used to generate contoured beams by synthesizing the appropriate phase distribution on its surface by using printed circuit technology and multilayer structures. The main limitation for these types of planar arrays is the limited bandwidth of the cells. Recent works have considerably improved the bandwidth properties of transmitarrays [27, 97, 99]. In this work, we propose an alternative reflector antenna made of a passive transmitarray and a parabolic reflector to provide beam scanning within the limited geostationary satellite range by implementing

a progressive phase shift on the sub-transmitarray. The phase distribution on the aperture plane of the reflector can be obtained by applying phase synthesis methods. In the receive mode, the projection of incident parallel rays reflecting on the parabolic reflector surface defines the phase distribution on the surface of the transmitarray. This distribution is then achieved by the choice of phase shifting cells on the transmitarray. These cells are implemented on a multilayer flexible substrate and present low losses over the whole 360-degree phase range in a broad range of frequencies. The main objective of this work is to demonstrate through simulation that a beam can be scanned in a limited angular range simply by placing a transmitarray in the path of a regular offset-fed parabolic reflector.

6.3 Antenna geometry

The antenna configuration has been selected to provide beam scanning in the elevation plane within a range of ± 6 degrees for geostationary satellite applications. In order to avoid feed blockage, an offset configuration is chosen for the design.

The system is made up of three components : a primary feed, a transmitarray and an offset parabolic reflector as in Fig. 6.1. Table 6.1 points out all the main parameters of the selected geometry. The primary feed is a pyramidal horn which provides an edge illumination of -11 dB on the transmitarray and is represented with a $\cos^q(\theta)$ model with $q = 25$ in the Matlab model. In the HFSS simulations the feed is simulated with a pyramidal horn with an aperture of $34\text{ mm} \times 34\text{ mm}$, fed by a WR-51 waveguide.

The transmitarray is illuminated by the horn antenna in a subtended angle of 16.7° . The transmitarray consists of a 4-layer array of 25×25 rectangular elements placed at a distance of 8.4λ from the horn. The TA designed on a flexible dielectric substrate for transmit at Ka-band for later implementation in reconfigurable rolling mechanisms [36]. Dupont Pyralux with a thickness of 0.1016 mm , $\epsilon_r = 3.4$ and $\tan\delta = 0.002$ is used for the element layers. Vacuum separations of 2 mm and 4 mm are assumed between the substrate layers. Such separations can be maintained by spacers on the edge of the TA. The 25×25 element TA has a total thickness of 4.3 mm . The unit cell dimensions are $0.19\lambda \times 0.19\lambda$ at the design frequency of 19 GHz .

6.4 Transmitarray design

The passive sub-transmitarray is designed using 4-layer inductive and capacitive elements in the prescribed frequency band. The detailed design of the unit cells is described in [99]. Figures 6.2 and Table 6.2 and Table 6.3 herein are repeated for completeness.

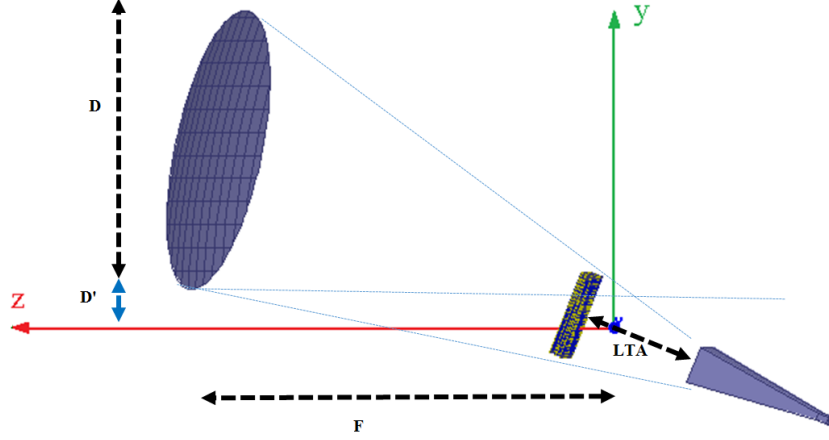


Figure 6.1 Antenna Geometry.

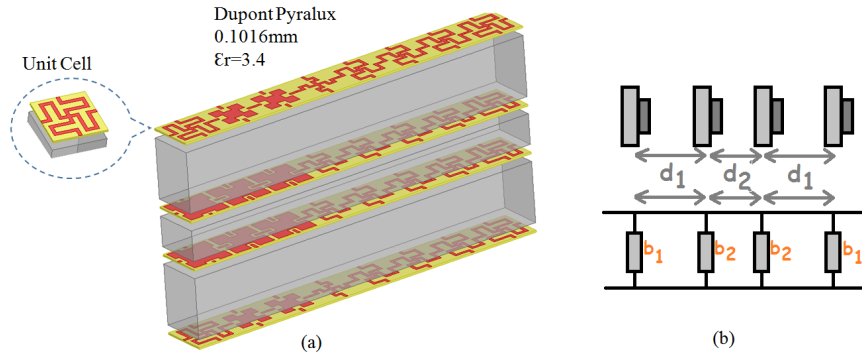


Figure 6.2 (a) Cell geometry, (b) Equivalent circuit of 4-layer unit cell.

Each cell can be represented by the simple equivalent circuit shown in Fig. 6.2b, in which each metallized layer is represented by a shunt admittance on a transmission line (normalized values b_1 and b_2). In a symmetrical four-layer design, unit cell elements of layers 1 and 4 have equal admittances. The separations between the layers are represented by transmission line sections of length d_1 and d_2 . The cells are simulated with HFSS, assuming infinite periodicity and normal incidence. Table 6.2 shows the susceptance of quantized 4-layers elements and the resulting transmission phase. Columns labeled 1 and 2 respectively give b_1 , representing the normalized susceptance of a unit cell element on the first and fourth layers (which are identical) and the b_2 values are for the normalized susceptances of the element on the two middle layers. Under each value of b_1 and b_2 , letters indicating the type of element as specified in Table 6.3 are given. The amplitude and phase of the S parameters of each cell (consisting of the stacked layers) obtained by HFSS full-wave simulations are shown in columns 3 and 4. The geometry of the unit cells with the corresponding shunt admittance ranges achievable by varying the displayed parameters is shown in Table 6.3.

Tableau 6.1 Antenna Geometry

Parabolic Reflector	
Diameter of projected aperture (D)	25 cm
Focal distance (F)	40 cm
Clearance (D')	-11.15 dB
Number of elements	16 cm
Transmitarray	
Dimensions	25×25 cells
Cell dimensions	0.19λ
Distance from focal point	2λ
Distance from horn-to TA (L_{TA})	8.4λ
Feed horn	
Subtended angle	16.7°
Illumination at subtended angle	-11 dB
Phase centre distance from horn aperture	-1.2 cm

The advantage of these cells is that because of their symmetry, they can be used in dual linear or circular polarization applications. A -3 dB bandwidth of more than 20 % is achieved for cells covering the whole transmission phase range of 360° [99].

Ray-tracing is used as a preliminary step to find the phase distribution on the transmitarray plane. Ideal phases are considered and discretized to 40° degrees steps and chosen from Table 6.2. A simple offset reflector setup can be used to generate tilted beam by shifting the source in the focal plane along the desired main beam direction. This functionality can be implemented with a transmitarray with proper phase shifts.

The size of the TA is limited by the size of the offset parabolic setup. It is placed between the horn and the reflector, far enough from the reflector to avoid blockage and within the subtended angle. The dimensions of the TA for the available set up would be in the order of 2.6λ with 13 elements only at a distance of 4λ from the TA, which is electrically too small to result in a good precision of the resulting phase distribution on the reflector. So the TA was moved back to a distance of 2λ of the reflector focal point and its size was enlarged to 5λ for 25×25 elements. In order to have -11 dB edge illumination, the horn had to be moved away from the focal point of 6.4λ . Thus the role of the TA is to correct the phase shift from the shifted horn and apply phase shift for the beam tilting. Fig 6.3 shows the amplitude and phase distribution of the E-Field on the TA elements for beam tilts of 2, 4 and 6 degrees, as computed by Matlab. As the horn-reflector set-up is fixed and the reconfiguration is done at the sub-transmitarray level, the magnitude of the E-field on the transmitarray is fixed and defined by the feed characteristics. Conventional displaced horn reflector setups are simulated by HFSS using the version that allows full-wave Finite-element method (FEM) for the feed

Tableau 6.2 Elements characteristics of 4-layer TA prototype







	Circuit model			HFSS full-wave simulation	
	1	2	3	4	5
	$b1$	$b2$	PHASE SHIFT	$S11(dB)$	$S21(dB, degree)$
1	0.29 c	2 d	0°	-39	$-0.03/2^\circ$
2	0.64 d	2.3 d	40°	-27.5	$-0.04/39.5^\circ$
3	-1.79 c	-1.02 c	80°	-31.2	$-0.02/83^\circ$
4	-1.08 c	-0.99 c	120°	-25.4	$-0.02/124^\circ$
5	-0.69 c	-0.78 c	160°	-30.5	$-0.017/163^\circ$
6	-0.38 c	-0.42 c	200°	-36.6	$-0.017/203^\circ$
7	-0.05 c	-0.03 c	240°	-20	$-0.08/238^\circ$
8	0.55 d	0.073 c	280°	-47.1	$-0.02/282^\circ$
9	0.01 c	1.8154 d	320°	-32.7	$-0.03/321.2^\circ$
10	0.29 c	2 d	0°	-39	$-0.03/2^\circ$

horn combined with Integral Equation (IE) analysis for the parabolic reflector (Fig. 6.4). The simulation results are compared with the offset parabolic reflector fed by an array of linear sources representing the TA. The excitation and phases of the array are defined by the calculated results for elevation beam tilt with the same FEM-IE analysis method. Fig. 6.5 shows the normalized radiation patterns with a horn shifted by 1 to 3 wavelength from the focal point in the elevation plane compared to the array-illuminated reflector having the phase distributions shown in Fig. 6.3. The main beam direction varies between ~ 2 and -6 degrees on the elevation plane. The main beam direction of the system without beam tilt is at 0° .

The beam tilt is obtained by the array representing a TA, however the side lobes on the direction of tilt goes up as the tilt augments.

Several factors affect the side lobe levels. One of them is the number of elements. When unit cells are characterized, the model assumes an infinite periodic array of identical cells under plane wave illumination which is unreal for TAs with cells with different phase shifts. Studies on transmitarrays [105] show that a minimum number of elements (at least 14×14) are

Tableau 6.3 Inductive and capacitive geometries

Element name	Geometry	Normalize susceptance
a)Inductive cross		$-17 \rightarrow -1.68$
b)EBG		$-6 \rightarrow -1.9$
c)Meander		$-1.86 \rightarrow 0.579$
d)		$0.56 \rightarrow 4.29$
e)Patch		$0.1 \rightarrow 4.02$
f)Highly capacitive overlapping patches		$4 \rightarrow 12 \rightarrow \dots$

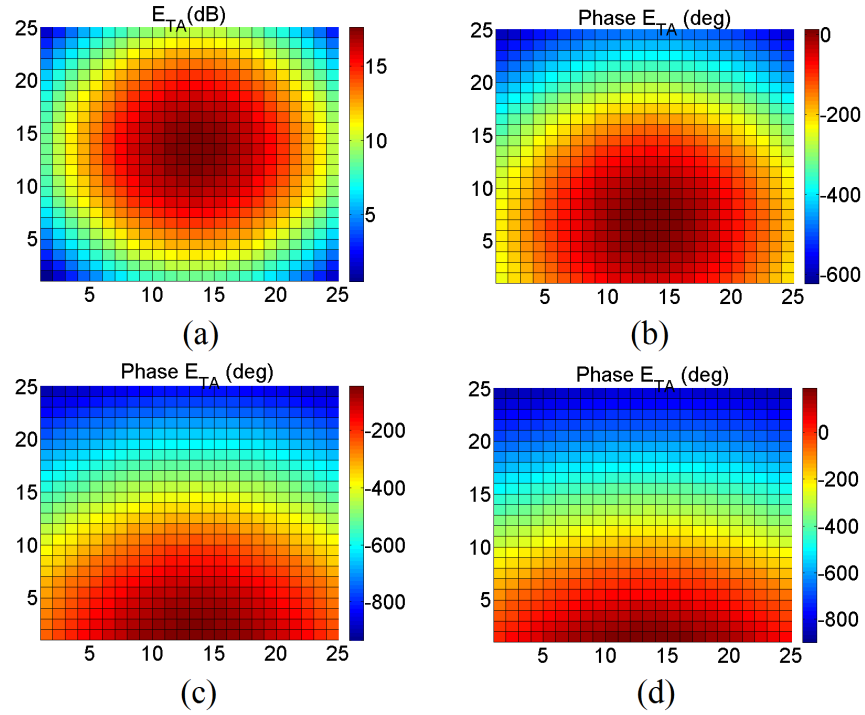


Figure 6.3 (a) Amplitude of E-field on TA elements, phase distribution on TA for (b) 2° , (c) 4° and (d) 6° beam tilts.

needed for the approximation to be valid. Another important factor is the distance between

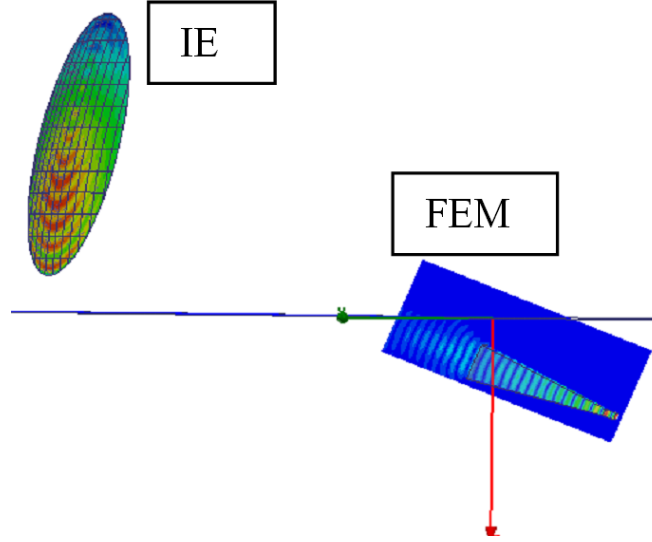


Figure 6.4 HFSS simulation model.

the TA and the feed. A trade off should be made between a distance large enough for meeting the approximation of an incident planar wave on the periodic cell, while keeping a taper on the edges order to diminish the effect of the edges. However, in the simulated structure, the design was restricted to the available setup and to have a large enough TA, there is blockage and overlap between the TA and the main reflector (Fig. 6.1). Finally, in the case of shifted horn, the amplitude distribution of the electrical field on the reflector also changes with the physical shift. Whereas in the case of sub-transmitarray in a fixed horn-reflector set-up, the amplitude distribution is fixed by the horn illumination. Optimization of the phase distribution would be needed for reducing the side lobes.

The case of 2 degrees tilt was then applied to real TA cells and simulated with FEM-IE HFSS. Fig. 6.6 shows half of the model. A symmetry plane is used to reduce the size of the computation. The feed horn and the transmitarray are placed in the same box in the FEM region, and full-wave analysis is conducted. The far-field result is then applied as an incident wave source for the offset parabolic reflector, solved by IE method. The beam tilt of 2 degrees is achieved by the transmitarray (Fig. 6.7). The simulator spends approximately 20h for analysing the model using 16-cores and 202 Bytes of RAM on a 3.47 GHz machine. However in order to be accurate, finer meshes are needed on the cells of the TA in order to ensure accurate numerical solution. Large meshing on the elements could result in inexact phase distribution after the transmitarray and thus high side lobes.

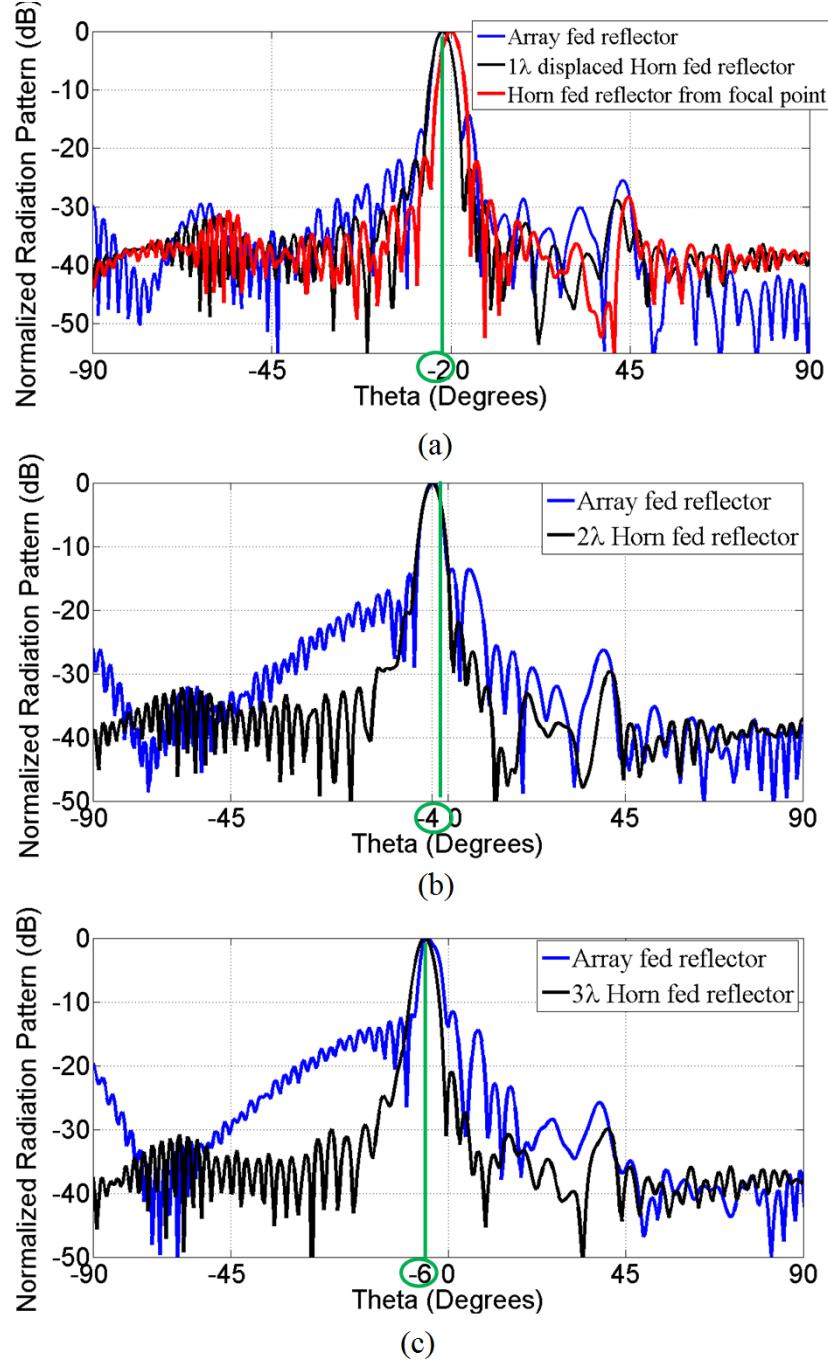


Figure 6.5 HFSS FEM-IE simulation results for radiation patterns of horn fed and array fed reflector with (a) 2°, (b) 4° and (c) 6° beam tilt.

6.5 Conclusion

A reflector antenna with sub-transmitarray feed has been proposed to generate a tilted focused beam. The antenna can work in dual linear polarization. The simulation result provides

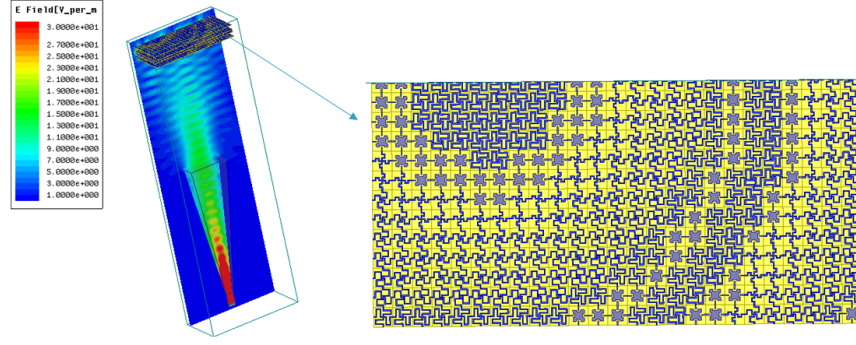


Figure 6.6 HFSS FEM model for horn and TA simulation.

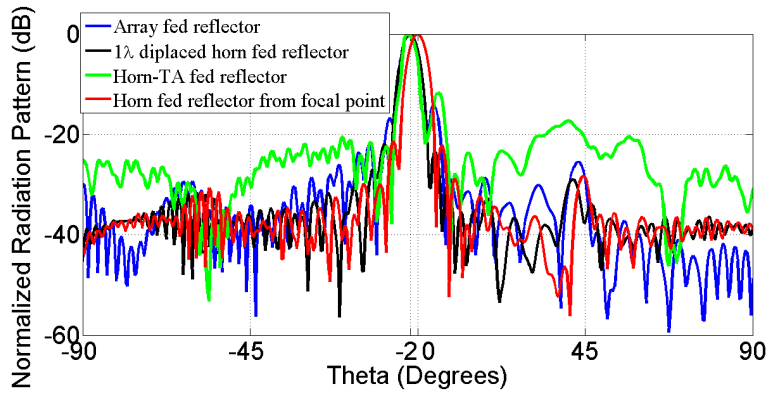


Figure 6.7 Simulation results for horn-TA-Reflector compared to displaced horn fed and array fed reflector.

satisfactory moderate tilt considering the compromises because of the restricted size of the setup. An increase in the sidelobe level was noticed with increasing beam tilt angle. There was not attempt to optimize the phase distribution to control the sidelobes. Also, a coarse phase quantization has been used, which may lead to a degradation of the sidelobe level.

CHAPITRE 7 CONCEPTION DE RÉSEAUX TRANSMETTEURS POUR UNE ANTENNE À FAISCEAUX FORMÉES RECONFIGURABLE

Des antennes avec des diagrammes de rayonnement à largeurs de faisceau différentes selon deux axes orthogonaux sont couramment utilisées pour les applications satellites. Par exemple, il est souvent demandé de couvrir une zone en forme d'ellipse, pour laquelle une antenne à faisceau elliptique est nécessaire.

Dans les antennes à réflecteur, les faisceaux elliptiques sont obtenus par des sources multiples et un réseau conformateur de faisceaux. Pour une faible ellipticité, le réflecteur déformé peut être utilisé avec une seule source. Dans ce chapitre, un faisceau largement elliptique (rapport entre les axes principaux de 10/4.5) est conçu avec un réflecteur parabolique non déformé éclairé par une seule source et un réseau transmetteur. Ce dernier introduit une variation de phase dans l'ouverture de manière à modifier la forme du faisceau selon les requis spécifiés.

D'autre part, avec l'augmentation des communications par satellite surgissent les problèmes d'interférences de signaux. La position angulaire de certaines sources de brouillages pouvant être identifiée, l'utilisation de technologies appropriées pour la formation de zéros dans le faisceau d'une antenne de réception pourrait fournir un niveau de protection plus élevé.

L'application de techniques d'annulation de signal dans une direction demande un grand degré de liberté au réseau d'alimentation des antennes. Cependant, la vaste majorité des antennes satellites sont constituées d'antennes à réflecteur parabolique, de sous réflecteurs et d'une grappe de cornets connectés à des réseaux d'alimentation en guide d'onde de configuration fixe. Donc, l'antenne proposée dans cette thèse pour la reconfiguration du faisceau par le changement du sous-réseau transmetteur est une solution à étudier.

L'installation de réflecteur parabolique et du cornet et les techniques de synthèse et de simulation utilisées pour la formation de faisceau elliptique et des zéros dans la couverture sont décrits dans le reste du chapitre.

7.1 Architecture

La conception est faite pour une installation disponible dans le laboratoire d'antenne du centre de recherche PolyGRAMES. Les spécifications de l'installation sont données dans le tableau 7.1. Le réseau transmetteur aurait été idéalement situé entre le cornet dont le centre de phase est situé au point focal, et le réflecteur. En raison du peu d'espace de dégagement entre le réflecteur et le plan focal, le RT chevaucherait sur l'ouverture du réflecteur et les rayons réfléchis par le réflecteur passeraient une seconde fois par le réseau transmetteur et

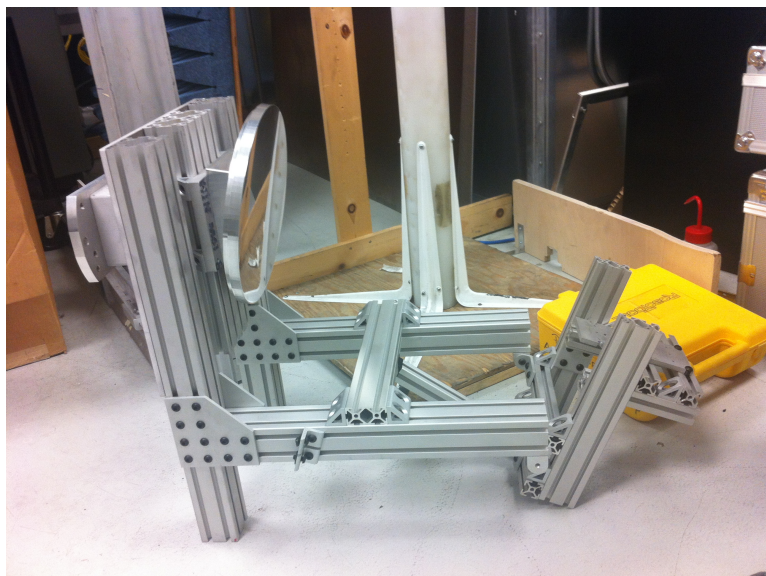


Figure 7.1 Installation du système cornet-RT-Réflecteur à PolyGRAMES.

déformeraient le diagramme de rayonnement en champ lointain. En conséquence, le RT est placé sur le point focal du réflecteur parabolique, et le cornet est placé à 7λ (110 cm) derrière le point focal.

Tableau 7.1 Configuration

Architecture du montage	
Diamètre de l'ouverture projeté	25 cm
Distance focale(F)	40 cm
Excentration du réflecteur	16 cm
Réseau Transmetteur	
Dimensions	33×33 cellules
Dimension de cellules	3.15 mm
Distance du point focal	0 cm
Distance du cornet	7λ
Cornet d'alimentation	
Angle sous-tendu sur le RT	25°
Distance du point focal	7λ
Centre de Phase du cornet par rapport à son ouverture	-1.2 cm

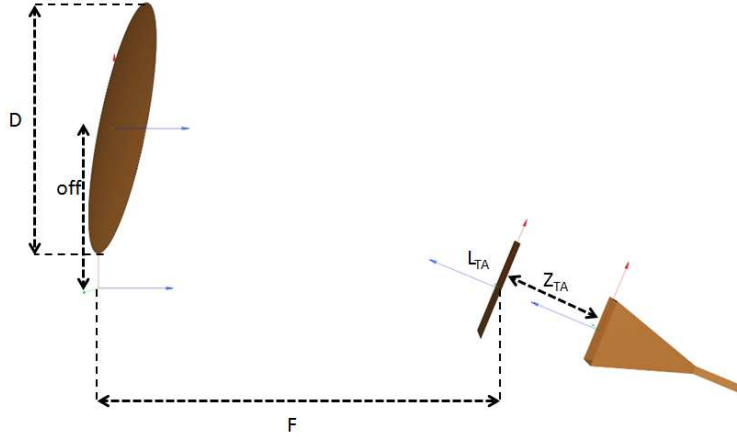


Figure 7.2 Schéma du système cornet-RT-Réfecteur.

Le montage est utilisé pour démontrer le fonctionnement de la configuration avec les cinq RTs suivants :

1 : Le premier réseau transmetteur (RT_1) est conçu pour refocaliser le rayonnement du cornet qui est à une distance de 7λ du point focal. Les courbes de champ lointain de cette conception serviront de base de comparaison pour les autres RTs.

2 : Le RT_2 produit le déphasage nécessaire pour transformer le faisceau focalisé mentionné ci-dessus en un faisceau elliptique avec un rapport grand axes/petit axe de 10 sur 4.5.

3 : Le RT_3 introduit un nul à -6 degrés de l'axe de visé dans une couverture à faisceau focalisé (à comparer avec RT_1).

4 : Le RT_4 produit une couverture de 15 degrés.

5 : Le RT_{40} introduit un nul à 3 degré de l'axe de visée dans une couverture de 15 degrés (couverture sans nul créé par RT_4).

La Figure 7.3 montre un schéma du champ incident sur un élément du RT ($E_{in}(m, n)$) et le champ à la sortie ($E_{out}(m, n)$), où

$$\begin{aligned}
 \vec{E}_{in}(m, n) &= | \vec{E}_{source} | e^{j\varphi_{source}(m, n)} \\
 T(m, n) &= S_{21cell}(m, n) e^{j\varphi_{cell}(m, n)} \\
 \vec{E}_{out}(m, n) &= \vec{E}_{in}(m, n) \times T(m, n) = | \vec{E}_{horn} | S_{21cell}(m, n) e^{j(\varphi_{source}(m, n) + \varphi_{cell}(m, n))} \\
 \varphi_{out}(m, n) &= \varphi_{source}(m, n) + \varphi_{cell}(m, n)
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Dans le cas du RT_1 , les déphasages des cellules compensent la distribution de phase incidente sur le RT par le cornet pour avoir une phase uniforme sur le champ E_{out} ($\varphi_{cell}(m, n) =$

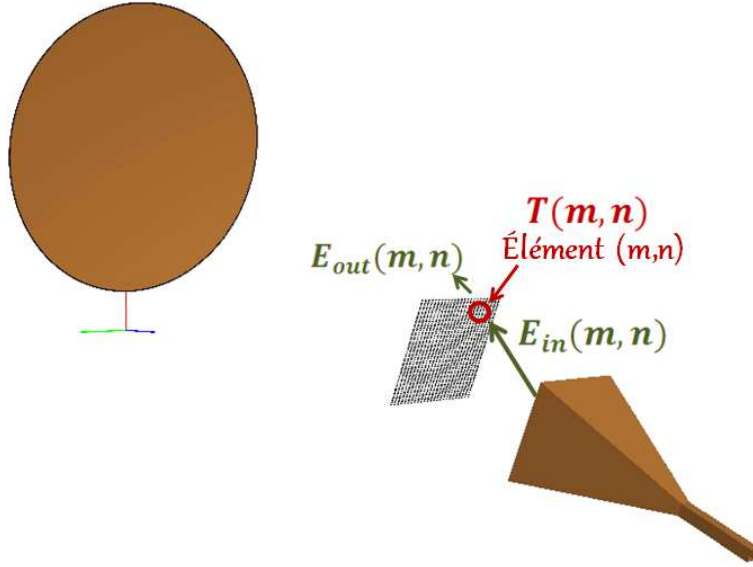


Figure 7.3 Champ incident et sortant du réseau transmetteur.

$-\varphi_{source}(m, n)$.

Pour la formation de faisceau (faisceau elliptique et ajout de nul), le logiciel POS de l'ensemble TICRA est utilisé pour faire la synthèse de phase sur le réseau transmetteur. Le logiciel utilise la méthode d'optique physique pour l'analyse des antennes paraboliques et ne permet pas la simulation simultanée du réseau transmetteur par la méthode des éléments finis ou la méthode des moments. L'analyse est donc faite en deux étapes, comme décrites dans le chapitre 3. Dans une première étape, le champ incident du cornet est calculé ou mesuré à l'emplacement du RT (E_{in}).

La configuration de simulation qui est ensuite utilisée pour l'optimisation est montrée à la figure 7.4. Dans cette configuration, le réseau transmetteur est remplacé par un réseau d'antennes à faisceau gaussien placé à l'emplacement des cellules du réseau transmetteur qu'il représente. Les amplitudes d'excitation des éléments du réseau sont fixées par la caractéristique du cornet utilisé et la distance entre le cornet et le réseau. Une optimisation de phase seulement pour l'excitation du réseau d'alimentation (le réseau d'antennes) est ensuite effectuée (φ_{out}).

Le déphasage des cellules est ensuite calculé en fonction des résultats de synthèse de phase et de la phase du champ incident sur le réseau transmetteur :

$$\varphi_{cell}(m, n) = \varphi_{source}(m, n) - \varphi_{out}(m, n) \quad (7.2)$$

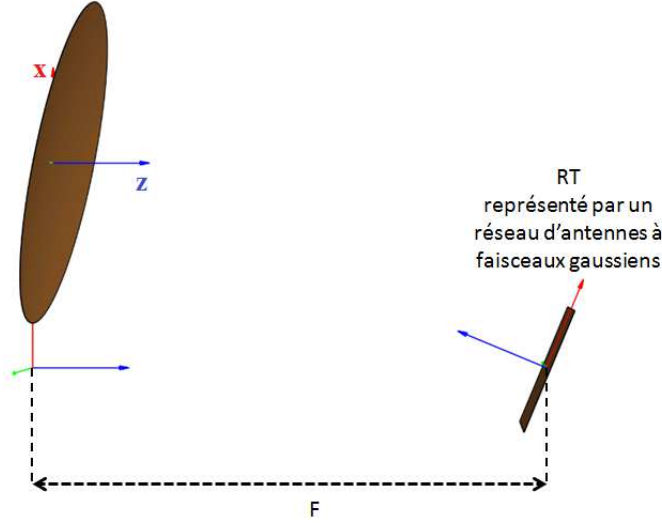


Figure 7.4 Montage utilisé pour l'optimisation de phase des éléments du RT.

7.2 Calcul de champ incident sur le réseau transmetteur

Le cornet utilisé pour les mesures est un cornet diagonal OFR6413 avec une ouverture de 49.55 mm . L'amplitude et la phase du champ incident produit par le cornet sur la surface du réseau transmetteur sont utilisées comme excitation aux éléments du RT. Selon les calculs suivants, le RT étant placé à 7λ du cornet, il se trouve donc dans le champ proche de ce dernier.

$$R_{\text{champ proche}} = \frac{2D_{\text{max}}^2}{\lambda} = 311.2 \text{ mm} (\simeq 20\lambda) \quad (7.3)$$

Les valeurs de champs proches du cornet ont été calculées par simulation du modèle géométrique du cornet avec la méthode des moments à l'aide du logiciel FEKO (figure 7.5). Des mesures en champ proche dans un plan cartésien à l'emplacement du RT par rapport au cornet ont aussi été effectuées. La figure 7.6) montre la distribution en amplitude et en phase à l'emplacement du RT du champ proche du cornet.

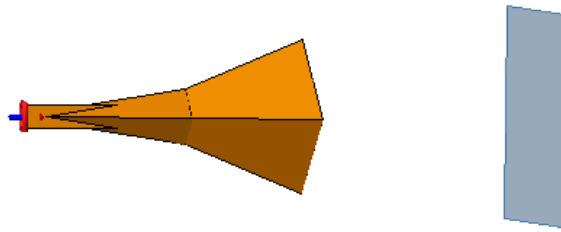


Figure 7.5 Modèle de cornet dans FEKO.

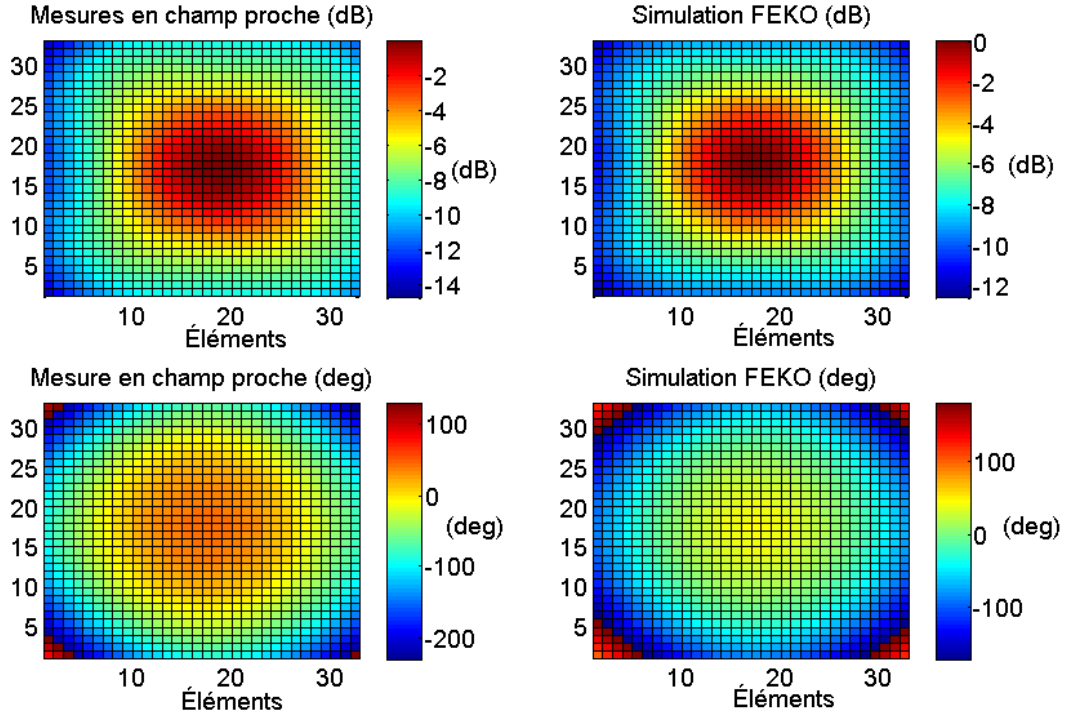


Figure 7.6 Mesure et simulations de la polarisation principale du champ proche du cornet sur une grille à 11 cm de l'ouverture du cornet.

7.3 Conception du RT_1

Le premier RT est conçu pour refocaliser le rayonnement du cornet à une distance de 7λ du point focal. Les éléments du réseau devraient annuler les différences de phases incidentes sur le réseau transmetteur en leur appliquant un déphasage égal, mais de signe opposé :

$$\varphi_{cell}(m, n) = -\varphi_{source}(m, n) \quad (7.4)$$

La figure 7.7 montre la distribution d'amplitude et de phase incidentes par le cornet sur le RT (E_{in} et φ_{source}), le déphasage des cellules du RT et la phase à la sortie du réseau.

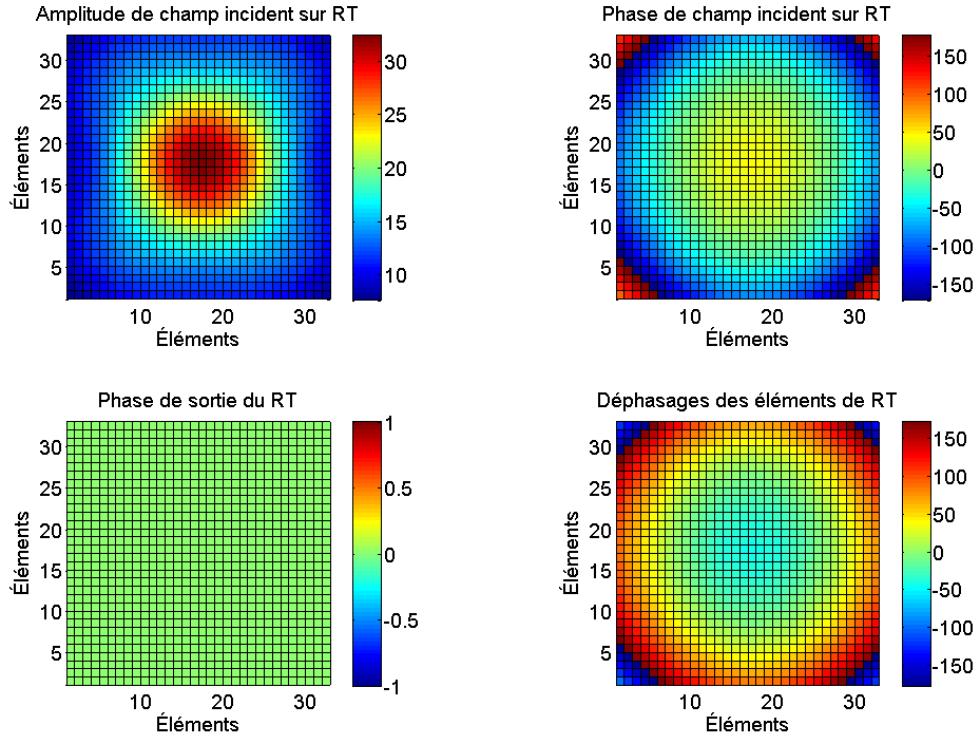


Figure 7.7 Amplitude et phase de champ incident de RT_1 , déphasage sur RT_1 et phase à la sortie.

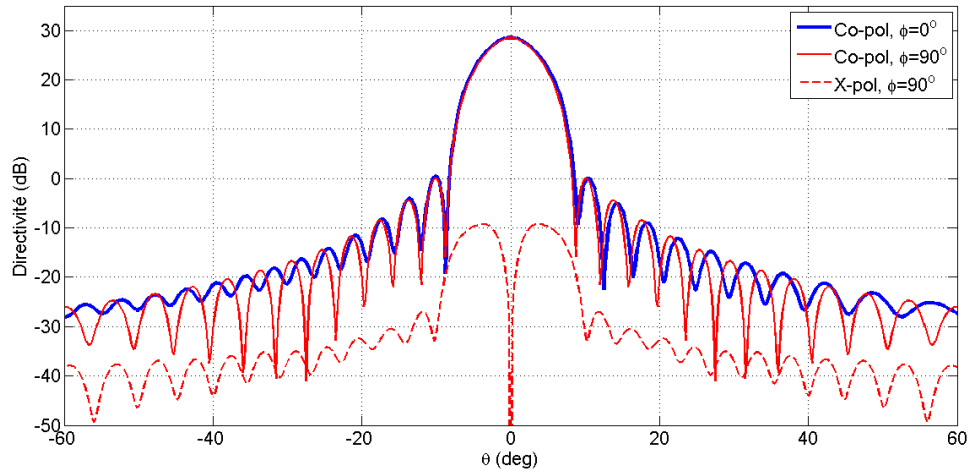


Figure 7.8 Diagramme de rayonnement de la configuration avec le RT_1 à $\phi = 0^\circ$ et 90° .

Le faisceau secondaire créé par la réflexion du champ sortant du RT_1 sur le réflecteur parabolique a un gain maximal de 28.53 dB et une largeur de faisceau de 6.5° , montré dans la figure 7.8 dans les plans $\varphi = 0^\circ$ (plan xz de la figure 7.4) et $\varphi = 90^\circ$ (plan yz de la figure 7.4). La couverture copolarisée en projections U et V est montrée dans la figure 7.9 où :

$$U = \sin\theta\cos\varphi \quad V = \sin\theta\sin\varphi \quad (7.5)$$

Ce réseau comprend 1089 éléments (33×33). Une quantification des phases est appliquée

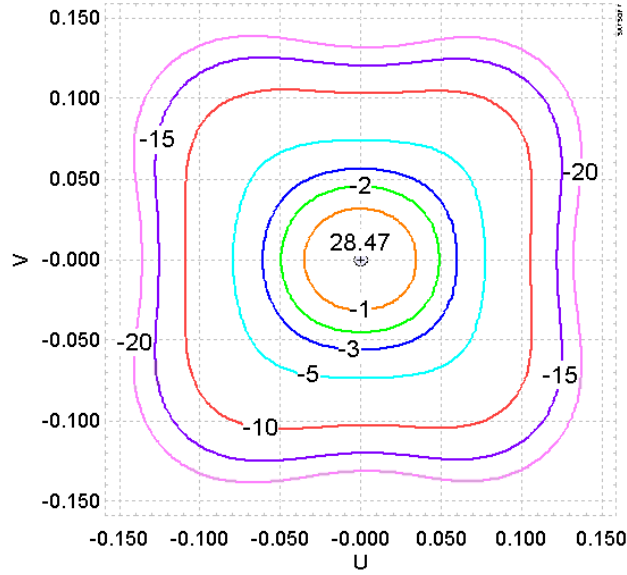


Figure 7.9 Couverture de cornet- RT_1 -réflecteur.

afin de réduire le nombre d'éléments à déphasages différents à concevoir. Dans la figure 7.10, la surface du RT avec des quantifications de 2 à 4 bits est montrée. Les faisceaux secondaires de ces réseaux quantifiés sont tracés dans la figure 7.11. La quantification à 4 bits (16 états de phase) a une courbe très proche du faisceau non quantifié, alors que la quantification à 2 bits (4 états de phase) est visiblement déformée dans la région du lobe principal et a des lobes secondaires plus élevés de 5 dB . La quantification de 3 bits (8 états de phase) est très similaire au faisceau initial, avec des lobes secondaires légèrement inférieurs, et semble être un bon compromis entre l'exactitude du faisceau et le nombre d'éléments à concevoir.

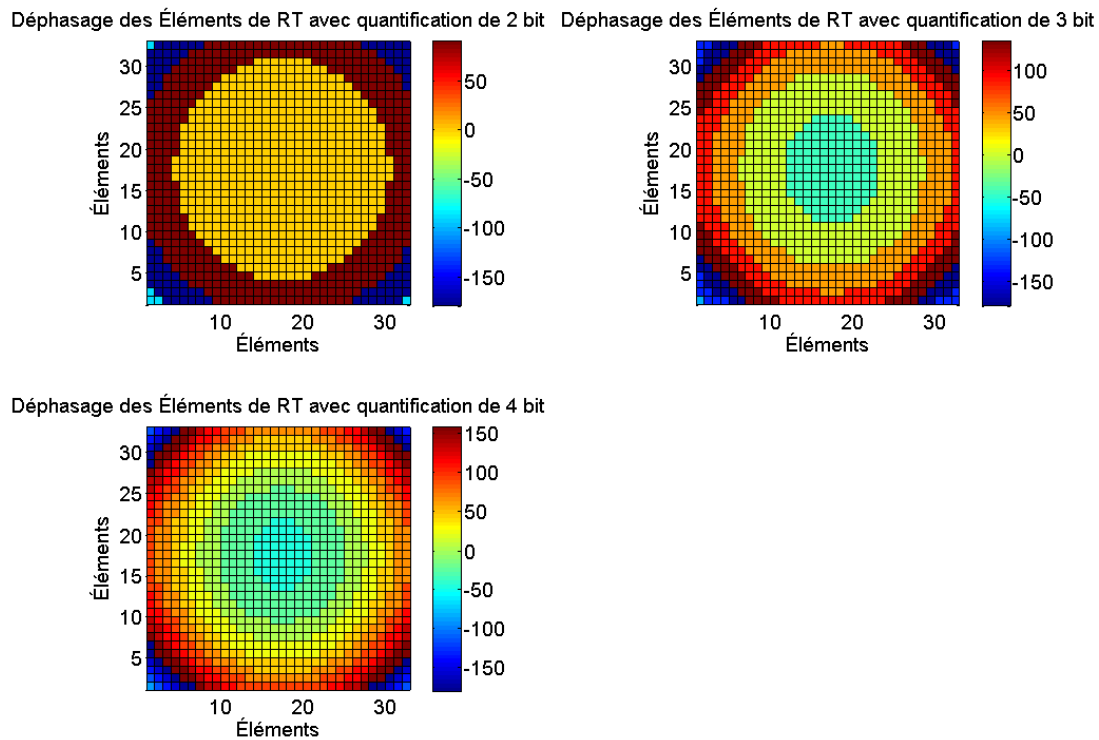


Figure 7.10 Déphasages sur RT_1 avec quantifications de 2, 3 et 4 bits.

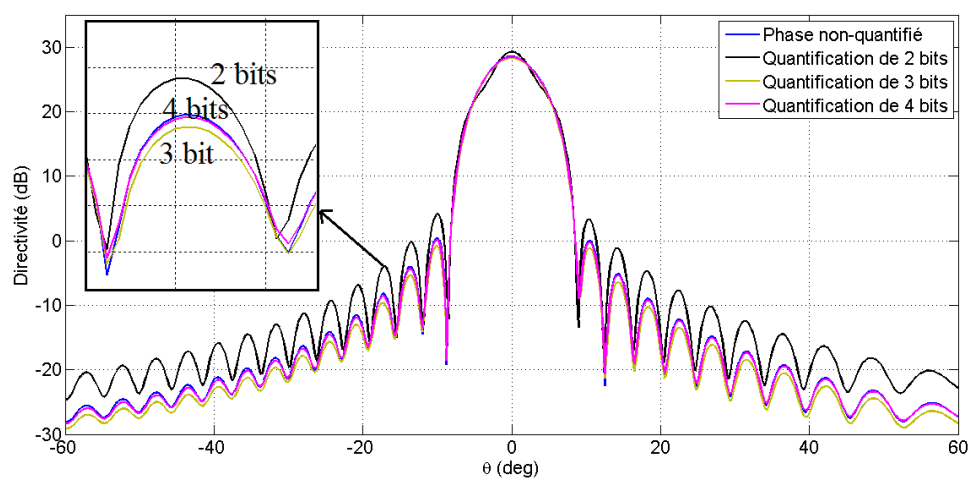


Figure 7.11 Diagramme de rayonnement de la composante co-polarisée à $\varphi = 0^\circ$ avec des quantifications de 2, 3 et 4 bits de RT_1 .

7.4 RT_2 : Faisceau elliptique

Le réseau transmetteur est utilisé dans ce cas pour la démonstration de formation d'un faisceau elliptique. Une couverture elliptique de 10 par 4.5 degrés est assignée comme but d'optimisation. La figure ?? montre la distribution en amplitude sur le RT qui est équivalent à la figure 7.6, et la phase à la sortie du réseau transmetteur. Le diagramme de rayonnement dans les plans perpendiculaires $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ sont tracés dans la figure 7.13 et les contours de la couverture dans la figure 7.14. La largeur du faisceau est de 10° dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et de 4.5° dans le plan $\varphi = 90^\circ$ avec une directivité maximale de 28.8 dB et des niveaux relatifs de lobes secondaires inférieurs à -20 dB .

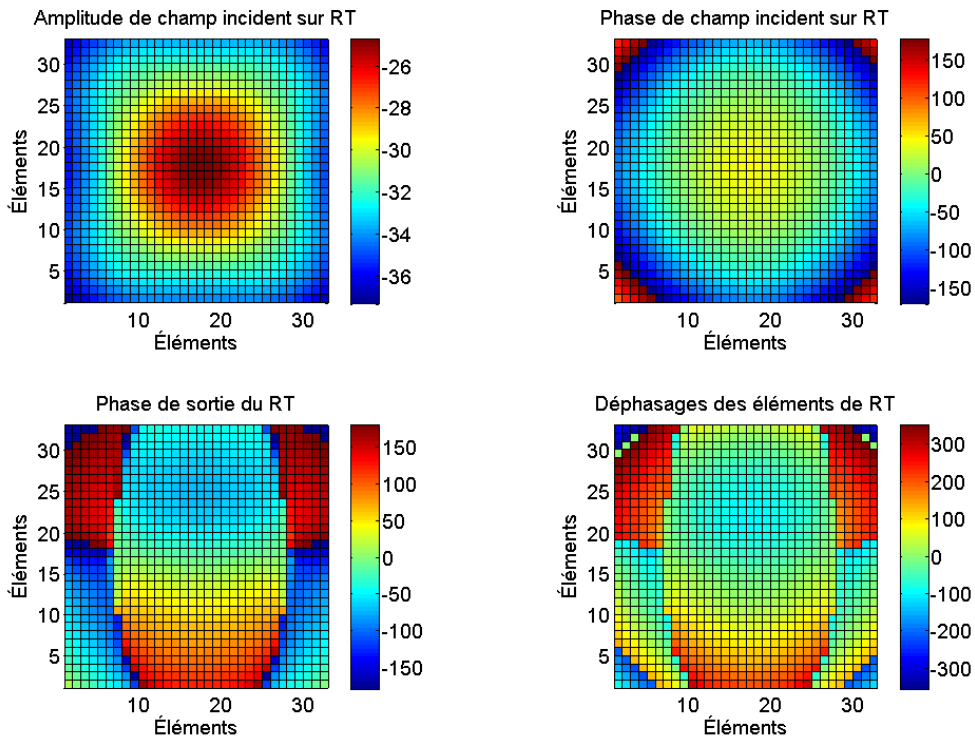


Figure 7.12 Amplitude et phase de champ incident de RT_2 , déphasage sur RT_2 et phase à la sortie.

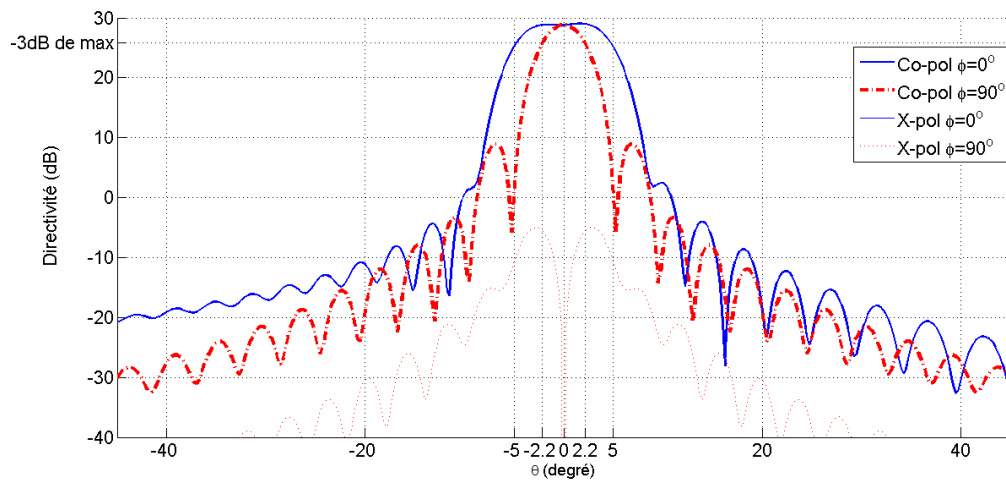


Figure 7.13 Diagramme de rayonnement secondaire de la configuration avec le RT_2 à $\varphi = 0^\circ$ et 90° .

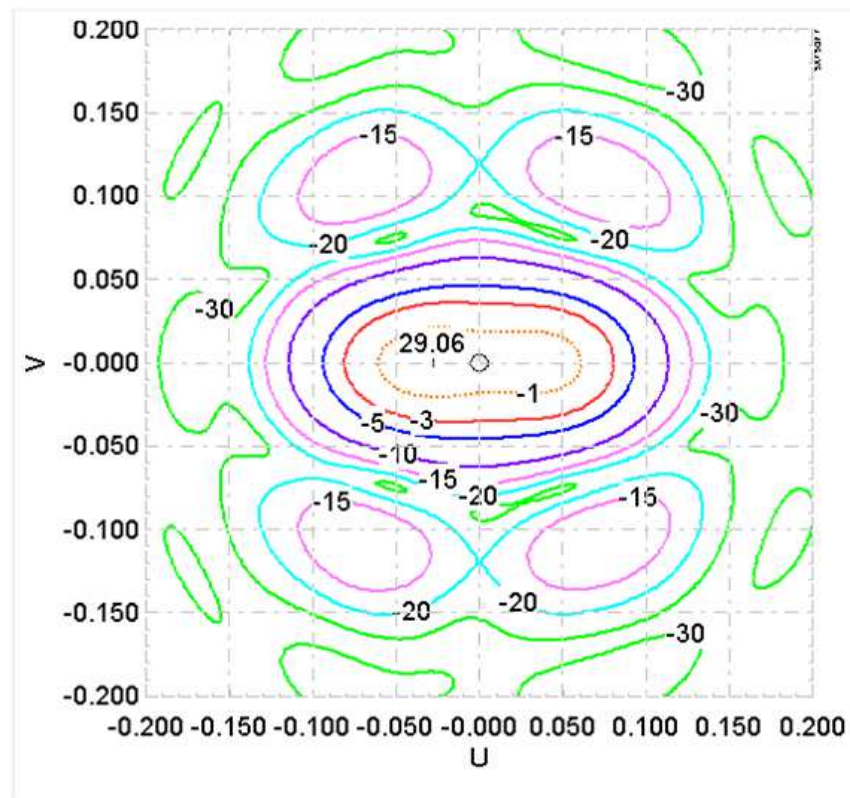


Figure 7.14 Couverture elliptique de cornet- RT_2 -rélecteur.

Des quantifications à 2 et 3 bits sont appliquées aux déphasages sur le réseau transmetteur et les diagrammes résultants dans la figure 7.15 montrent qu'une quantification à 3 bits permet la formation du faisceau elliptique qui était notre objectif.

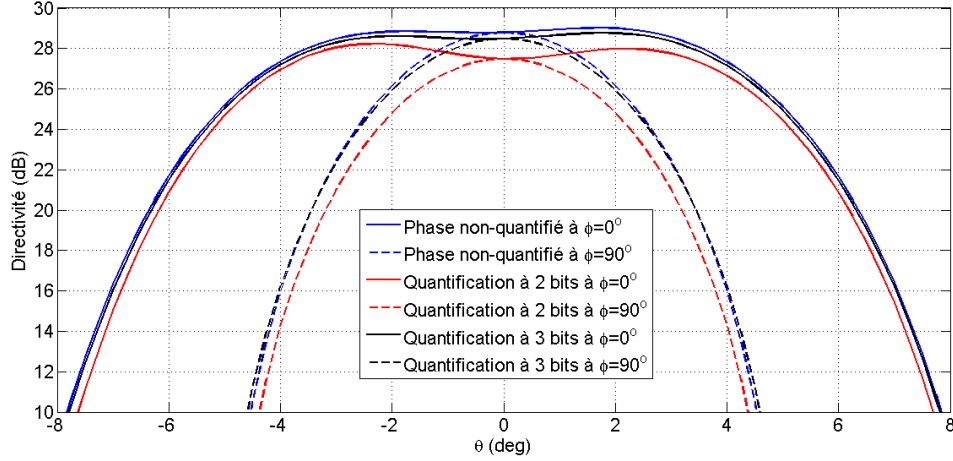


Figure 7.15 Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ avec des quantifications de 2 et 3 bits de RT_2 .

7.5 Formation de zéros dans un faisceau

RT_3 : formation de zéro proche du lobe principal d'un faisceau focalisé

Le faisceau secondaire du RT_1 de la figure 7.8 a son premier zéro à $\theta = -8.75^\circ$, à -48 dB de la directivité maximale du lobe principal. L'objectif est d'introduire un zéro à $\theta = -6^\circ$, où la directivité est 10 dB en dessous de la directivité maximale (18.5 dB). L'optimisation de la phase sortante du RT a comme but une directivité plus grande que 28.5 dB à $(\theta, \varphi) = (0^\circ, 0^\circ)$ sur un cercle de 2° , et une directivité de moins de 5 dB à $\theta = -6^\circ$.

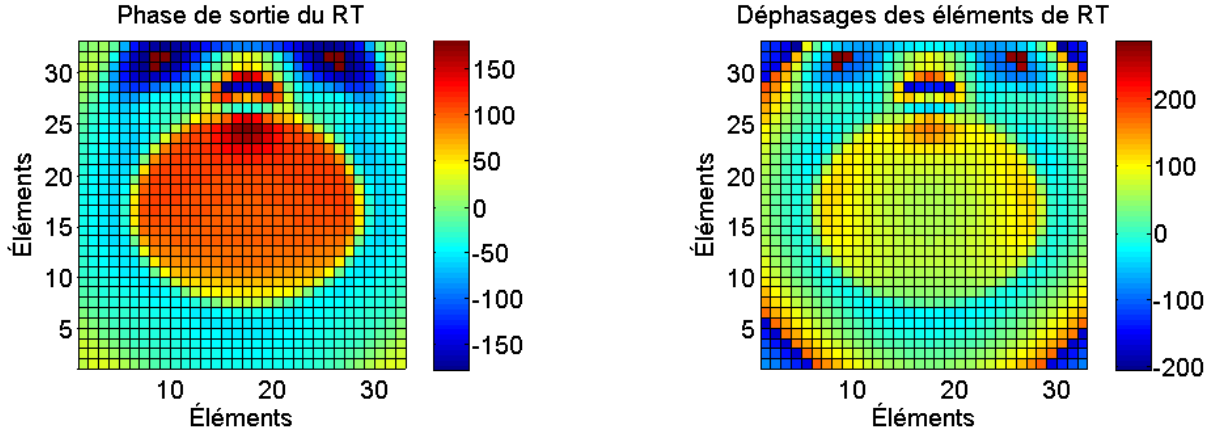


Figure 7.16 Déphasage sur RT_3 et phase à la sortie.

La figure 7.16 montre la distribution de déphasages des cellules dus RT_3 et la phase de sortie du réseau transmetteur issue de l'optimisation en phase seulement. Une quantification de 2 à 4 bits est appliquée aux cellules déphaseurs. La figure 7.17 montre les coupes du faisceau dans le plan $\varphi = 0^\circ$, pour le cas du RT_1 et du RT_3 avec et sans quantification. Ces courbes montrent la sensibilité de la formation du zéro à la quantification qui est considérée comme une erreur de phase du réseau illuminant le réflecteur parabolique. La quantification à 2 bits (états de phases : 0, 90, 180 et 270 degrés) avec des erreurs de phase maximales de 45° remonte le zéro formé à $\theta = -6^\circ$. Les quantifications de phases à 3 et 4 bits permettent de garder un niveau de minimum 35 dB en dessous de la directivité maximale du faisceau. Les contours de la figure 7.18 montrent la couverture de l'antenne à réflecteur avec le RT_1 placé devant le cornet et la couverture avec le RT_3 . L'emplacement du nul est inversé dans cette représentation à cause de la différence d'orientation du système de coordonnées.

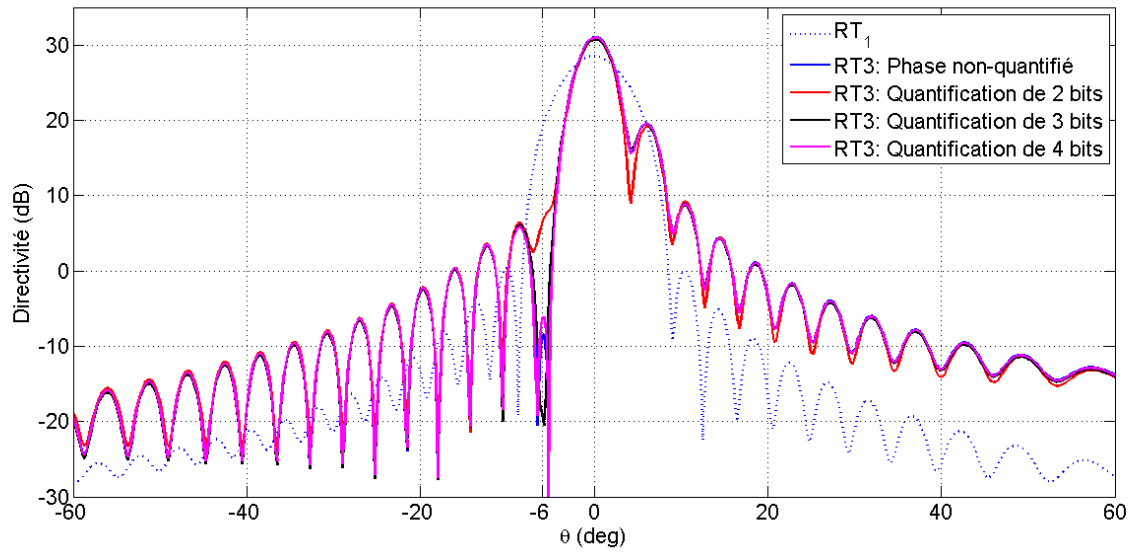


Figure 7.17 Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ de RT_1 , RT_3 sans quantification, et avec des quantifications de 2, 3 et 4 bits.

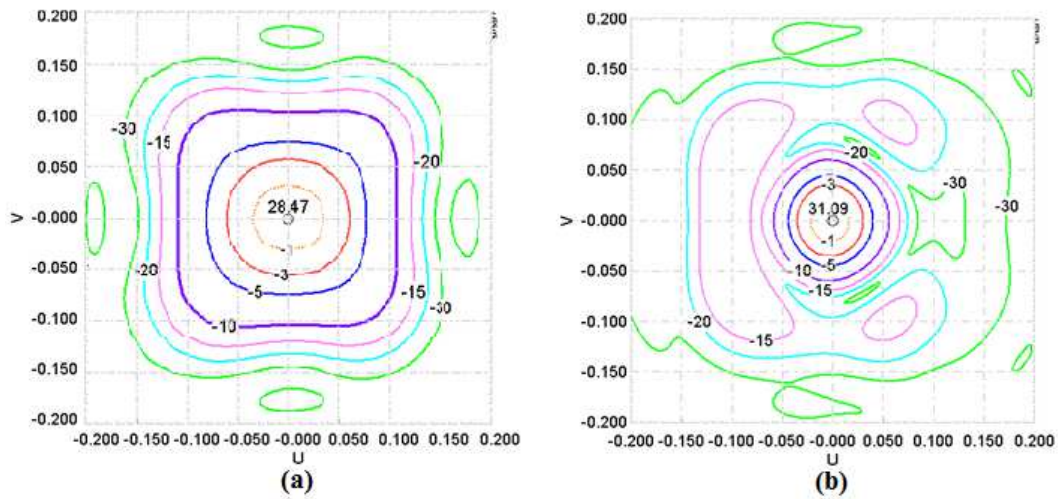


Figure 7.18 Couverture de cornet- RT -réflecteur avec (a) RT_1 et (b) RT_3 .

Dans cette optimisation, le but était la maximisation de la directivité sur l'axe de visée. Le résultat de la simulation dans la figure 7.17 montre une directivité de 30.9 dB , mais une largeur de faisceau de 3.5° , comparé à 6.5° dans le cas du RT_1 .

Une nouvelle optimisation est faite dans le but de garder une largeur de faisceau de 6.5° tout en produisant un zéro à -6° . La figure 7.19 montre les phases optimisées à la sortie et les déphasages calculés pour les cellules d'un deuxième réseau transmetteur à formation de zéro à $\theta = -6^\circ$, et dans la figure 7.20, les coupes en $\varphi = 0^\circ$ du faisceau. Le poids de l'optimisation a été mis sur l'obtention d'une directivité minimale de 25.8 dB sur une couverture de 6.5° de diamètre, et un zéro à $\theta = -6^\circ$.

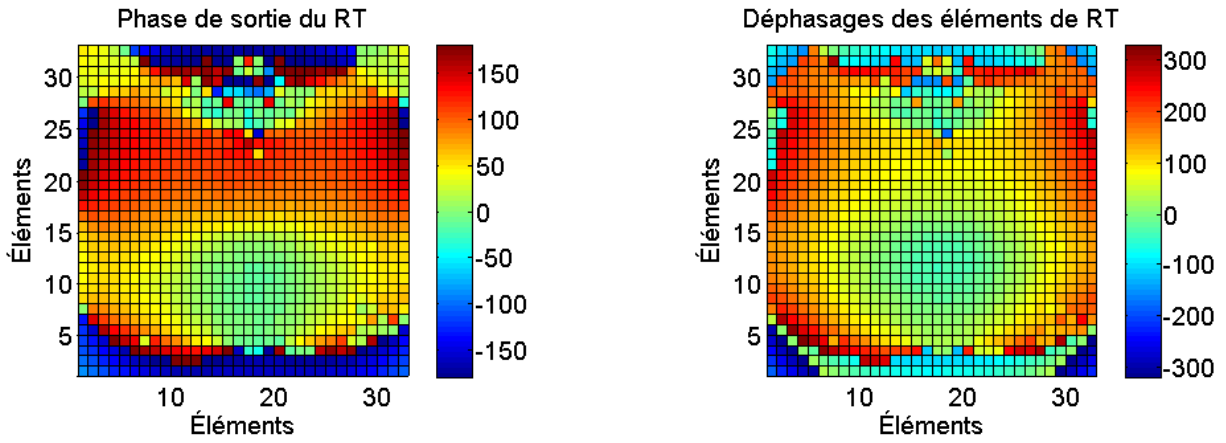


Figure 7.19 Déphasage sur RT_{3-2} et phase à la sortie.

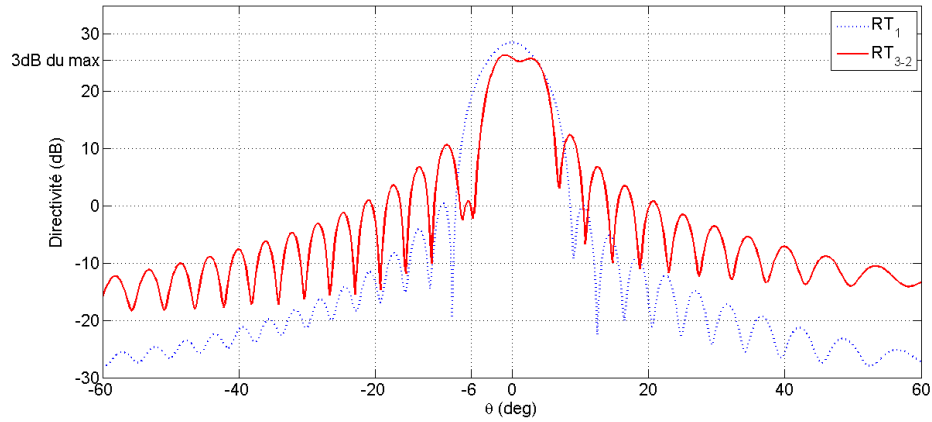


Figure 7.20 Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ de RT_1 , RT_{3-2}

RT_{40} :formation de zéro dans une couverture elliptique

Dans les deux derniers cas de formation de zéro, le faisceau principal est circulaire dans l'axe de la visée. La dernière conception tend à montrer que la formation de zéro peut être faite simultanément à une formation de couverture.

Une couverture elliptique avec un rapport axial de $15^\circ/3^\circ$ est choisi pour être formée par le RT_4 . Le RT_4 est ensuite synthétisé pour introduire un zéro à $\theta = 3^\circ$ de l'axe de visée de sa couverture.

La figure 7.21 représente la phase de sortie du réseau transmetteur, et les déphasages des cellules avec et sans quantification.

Les faisceaux dans le plan $\varphi = 0^\circ$ sont tracés dans la figure 7.22. Dans ce cas, nous observons que les erreurs de phase dues à la quantification affectent la forme du faisceau, même avec une quantification à 4 bits (erreur maximale de 11.25° par cellule). Le zéro est cependant conservé à $\theta = 3^\circ$. Une installation plus grande qui permettrait le placement de réseau plus large pourrait réduire la sensibilité de la couverture aux erreurs de phase. Le tableau 7.2 présente un résumé des réseaux transmetteurs conçus et leur performance. Ces résultats montrent la grande capacité du réseau transmetteur placé en sous-système pour la formation de faisceaux. La fabrication de ces conceptions sur des substrats flexibles et la mise en place d'un système mécanique de roulement permettrait la reconfiguration du faisceau de l'antenne à réflecteur.

Tableau 7.2 Résumé des performances des RTs conçus

	Description de couverture	Directivité maximale (dB)	Largeur de faisceau (deg)	Niveau de lobes secondaire (dB)	X-Pol (dB)
RT_1	faisceau focalisé	28.5	6.5°	-28	≤ -35
RT_2	faisceau elliptique	28.8	$10^\circ \times 4.5^\circ$	-20	≤ -30
RT_3	zéro à $\theta = -6^\circ$	31	3.5°	-12	≤ -30
RT_{3-2}	zéro à $\theta = -6^\circ$	26.3	6°	-14	≤ -30
RT_{40}	zéro à $\theta = 3^\circ$	24.14	15°	-12	≤ -30

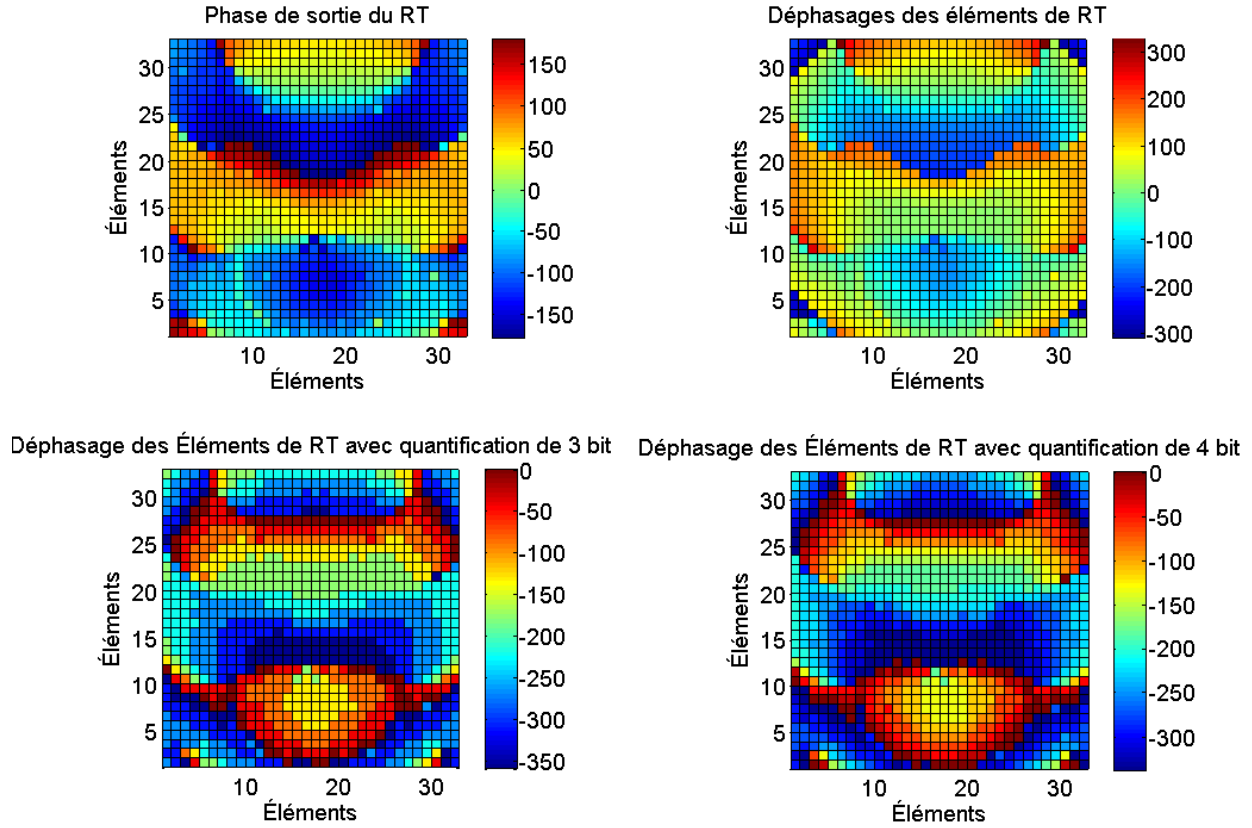


Figure 7.21 Phase à la sortie de RT_{40} et déphasage des cellules sans quantification et avec des quantifications de 3 et 4 bits

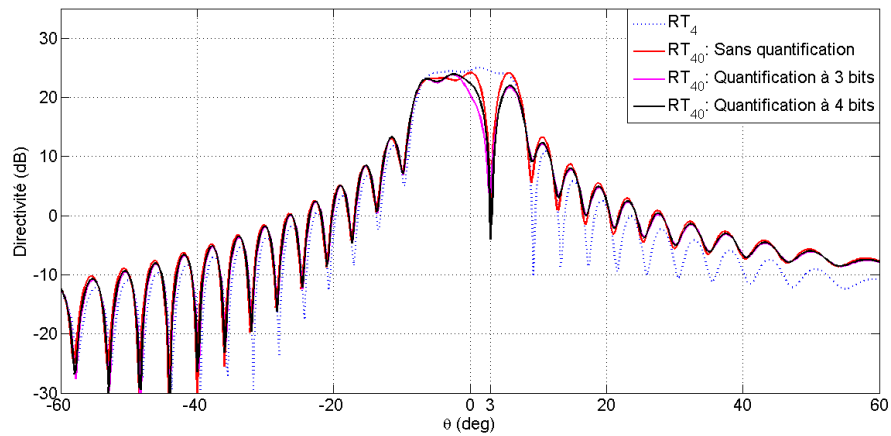


Figure 7.22 Diagramme de rayonnement à $\varphi = 0^\circ$ de RT_4 sans zéro, RT_{40} sans quantification, et avec des quantifications de 3 et 4 bits.

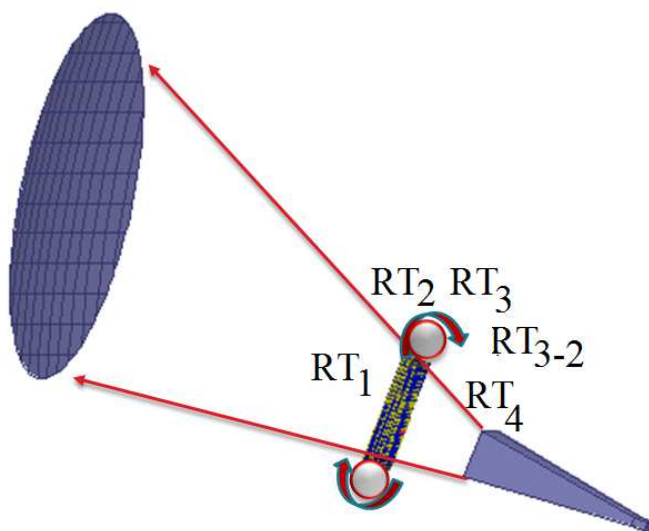


Figure 7.23 Antenne à réflecteur à faisceau reconfigurable.

CHAPITRE 8 DISCUSSION GÉNÉRALE

Cette thèse présente une nouvelle solution pour la reconfiguration du diagramme de rayonnement d'antennes à réflecteur pour des applications de communications spatiales. Cette solution serait utilisée dans les scénarios où un changement de couverture vers des couvertures prédéterminée serait nécessaire, ou pour créer des zéros dans des directions prédéterminées vers de potentielles sources d'interférences ou de brouillage.

Le concept proposé consiste à utiliser des réseaux transmetteurs (RT) créant une modulation spatiale de la distribution de phase devant le cornet éclairant un réflecteur parabolique. Une étude des structures proposées à l'aide de simulations basées sur les approximations de l'optique physique et de l'optique géométrique a servi de validation préliminaire au concept. Les différentes étapes pour la conception de l'antenne proposée ont été : la conception et la validation de cellules de réseau transmetteur, la conception et la validation de RT, et finalement la conception et la simulation de la configuration cornet-RT-réflecteur avec différents RTs.

Selon les résultats qui étaient disponibles dans la littérature, il est apparu que la bande étroite en fréquences des cellules de réseau transmetteur est le problème principal auquel nous étions confrontés.

Dans le premier article, une méthode d'analyse et de conception de cellules de réseaux transmetteurs multicouches avec des déphasages déterminés a été présentée. Cette méthode a été utilisée pour l'étude de la largeur de bande en fréquence et la gamme de déphasages des cellules de RT, et la sensibilité à l'incidence oblique sur les cellules. Des RTs carrés à 3 couches et 4 couches à phase progressives ont été conçues et fabriquées. Ces premiers prototypes ont été conçus pour dévier une onde plane reçue par le RT. Pour les mesures, le champ rayonné par le cornet était donc rendu plan par une lentille placée devant le cornet. Les résultats ont montré que la cellule à 4 couches donnait la meilleure largeur de bande de transmission pour un déphasage couvrant 360 degrés. Une largeur de bande de 20 % a été atteinte, ce qui est supérieur aux cellules de RT présentées dans la revue de littérature.

Par la suite, les cellules conçues ont été utilisées dans la conception de deux RTs présentés dans le deuxième article. La largeur de bande de l'antenne montrait une nette amélioration comparée aux travaux antérieurs. Cependant, les lobes secondaires du diagramme de rayonnement mesuré étaient plus élevés que ceux prévus par les simulations. Une étude approfondie des sources d'erreur a été faite dans le but d'expliquer cette différence. L'étude a démontré la sensibilité des performances de l'antenne aux erreurs de phase dues à la quantification utilisée dans la modulation spatiale du RT, l'incidence oblique et la différence de trajet ainsi

qu'aux tolérances de fabrication. Un des deux RTs a été conçu avec un faisceau légèrement formé. Les résultats obtenus ont montré qu'il était possible de concevoir des faisceaux formés avec un RT, ce qui à notre connaissance n'avait jamais été publié auparavant.

Pour la réalisation du premier prototype de configuration cornet-RT-rélecteur, nous avons choisi l'exemple de déviation de faisceau focalisé présenté et analysé préliminairement dans le troisième chapitre. Des simulations par éléments finis et optique physique de la configuration proposée cornet- RT-rélecteur, où le RT est composé des cellules conçues au cours de cette thèse, ont été réalisées (troisième article).

Finalement, le chapitre 7 présente des réseaux transmetteur à fonctionnalité différente pour l'intégration dans le montage cornet-RT-rélecteur. Les résultats de simulations de 5 RTs pour des faisceaux focalisé, elliptique et des faisceaux comprenant des zéros dans la direction de sources d'interférence sont montrés. Nous avons étudié, entre autres, les déformations du faisceau en fonction du nombre d'états de phases utilisé pour la quantification des déphasages.

CHAPITRE 9 CONCLUSIONS

L'objectif de cette thèse était d'intégrer une fonction de reconfigurabilité de diagramme de rayonnement à un montage conventionnel d'antenne à réflecteur décentré pour satellite.

Un montage a été proposé, composé d'un réflecteur parabolique illuminé par un sous-système de cornet et de plaques de réseaux transmetteurs échangeables qui sont conçus pour former des couvertures variées.

Au cours du travail, les contributions suivantes ont été apportées :

Une méthode simple a été proposée pour la conception des cellules multicouches de réseau transmetteur à large bande dans le chapitre 4. Des éléments capacitifs et inductifs ont été ensuite conçus avec des géométries variées, couvrant toute la gamme de susceptances utilisées dans la conception des cellules. Les cellules à 4 couches conçues ont une largeur de bande avec pertes d'insertion inférieur à 3 dB de 20 % sur la gamme de phases de 360 degrés, comparé à 2 % seulement pour des cellules à 3 couches. L'étape suivante était d'évaluer la largeur de bande d'un réseau transmetteur composé de ces cellules (chapitre 5). Un RT focalisant a été conçu et fabriqué. Les mesures ont montré une largeur de bande de 1 dB de 18 % sur 360 degrés de déphasage, qui a une nette amélioration comparée aux meilleurs résultats obtenus à date à notre connaissance (10.2 %).

Une étude approfondie a été faite sur l'ensemble des sources d'erreur et de réduction d'efficacité pour le RT : effet des erreurs de fabrication, incidence oblique, pertes, quantification, et leur concordance a été observé avec les résultats de mesures. Cette étude nous a éclairés sur l'influence des erreurs sur le diagramme de rayonnement des RTs. Ensuite, un RT pour formation de faisceau a été fabriqué et mesuré pour la première fois.

La mise en œuvre du concept cornet-RT-réflecteur a été effectuée dans un premier temps pour un RT créant une déviation du faisceau focalisé du montage (chapitre 6).

Dans un deuxième temps, des antennes à réflecteur à plusieurs diagrammes de rayonnement possibles (elliptique, focalisé, ajout de nul à un angle déterminé) ont été présentés dans le chapitre 7. L'objectif de formation de faisceau par ces configurations a été atteint avec un faisceau parfaitement elliptique, et des formations de zéros à plus de 30 dB en dessous de la directivité maximale dans des couvertures conçues.

Nous avons donc été en mesure de présenter une nouvelle conception d'antenne reconfigurable au niveau de sous réseau transmetteur, léger, moins coûteux et moins complexe que les solutions existantes.

9.1 Travaux futurs

Une suite logique de ce travail serait d'abord la fabrication et la mesure des réseaux conçus au chapitre 7. Des études sur la polarisation croisée et la possibilité de compenser le polarisation croisée par le réseau transmetteur pourraient être effectués.

Ensuite, afin de pouvoir évaluer les performances de ce système comparativement aux systèmes à double réflecteur, il serait nécessaire de faire la conception d'une configuration cornet-sous réseau transmetteur-réflecteur parabolique à taille réaliste pour une application sur un satellite géostationnaire et la formation de faisceau pour une certaine couverture géographique.

Pour terminer, l'intérêt de la conception de ces RTs vient du fait qu'il serait possible de les échanger dans le montage. La réalisation du système mécanique de reconfiguration pour le déroulement de plusieurs réseaux transmetteurs serait donc l'ultime étape.

RÉFÉRENCES

- [1] J. Maurel, P. Lepeltier, P. Pelenc, and B. Trancart, “Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de telecommunication,” *Revue des telecommunication d’Alcatel*, vol. 4, pp. 1–8, 2001.
- [2] M. Cooley and D. Davis, *Radar Handbook*, vol. Reflector antennas. New York : McGraw-Hill, 3rd ed., 2008.
- [3] A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, and L. Shafai, *Microwave horns and feeds*, vol. 39. London, U.K. : Inst. Electr. Engineers, 1994.
- [4] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, vol. Wiley series in microwave and optical engineering. Hoboken, NJ : Wiley, 2nd ed., 2009.
- [5] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, MA : Artech House, 2nd ed., 2005.
- [6] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Hoboken, NJ : Wiley, 2008.
- [7] E. Amyotte, E. Choiniere, Y. Demers, R. Horth, S. Larouche, B. Lemelin-Auger, A. Liang, S. Rheault, and S. Sierra-Garcia, “low-cost steerable antennas for leo and meo satellites,” in *33rd ESA Antenna Workshop on Challenges for Space Antenna Systems*, (Noordwijk, The Netherlands), October 2011.
- [8] H. Viskun, H. Wolf, and A. lindley, “A dual band (11/12/14 ghz) dual polarized shaped dual offset reflector system for high efficiency steerable elliptical beam coverage or the fixed satellite systems,” in *AiAA Intl communication satellite systems conf*, 1992.
- [9] E. Pelaca, “Ku-band elliptical steerable and rotatable beam antennas,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest*, vol. 1, pp. 456–459 vol.1, July 1997.
- [10] L. Schreider, R. Chiniard, S. Depeyre, and J. Brossier, “Earth deck antenna providing coverage flexibility,” in *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on*, pp. 1–4, June 2012.
- [11] P. J. B. Clarricoats, H. Zhou, and A. Monk, “Electronically controlled reconfigurable reflector antenna,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest*, pp. 179–181 vol.1, June 1991.
- [12] P. J. B. Clarricoats and H. Zhou, “Design and performance of a reconfigurable mesh reflector antenna. 1. antenna design,” *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 138, pp. 485–492, Dec 1991.

- [13] G. Washington, H.-S. Yoon, M. Angelino, and W. H. Theunissen, "Design, modeling, and optimization of mechanically reconfigurable aperture antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 628–637, May 2002.
- [14] L. Datashvili and H. Baier, "Derivation of different types of antenna reflectors from the principle of highly flexible structures," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pp. 4–8, April 2014.
- [15] A. J. Fenn, D. H. Temme, W. P. Delaney, and W. E. Courtney, "The development of phased-array radar technology,," in *Lincoln Laboratory Journal*, vol. 12, pp. 321–340, 2000.
- [16] L. J. Ricardi, *Handbook of antenna Design*, vol. 1 of *Multiple Beam Antennas*. London : Peter Peregrinus Ltd., 1982.
- [17] M. J. Martin, C. Montesano, G. A. E. Crone, and R. Garcia, "Asyrio : Antenna system reconfiguration in orbit," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, pp. 7–14, Jun 1995.
- [18] B. Anthony, G. Hubert, and J. Duniam, "Electromagnetic wave lens and mirror systems," May 30 1961. US Patent 2,986,734.
- [19] D. Berry, R. Malech, and W. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, pp. 645–651, Nov 1963.
- [20] J. Huang, "Microstrip reflectarray," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest*, pp. 612–615 vol.2, June 1991.
- [21] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 287–296, Feb 1997.
- [22] M. E. Bialkowski and J. A. Encinar, "Reflectarrays : Potentials and challenges," in *Electromagnetics in Advanced Applications, 2007. ICEAA 2007. International Conference on*, pp. 1050–1053, Sept 2007.
- [23] Y. A. Lopez, M. Arrebola, F. Las-Heras, and J. A. Encinar, "On the sources reconstruction method application for a reflectarray antenna characterization," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 681–685, March 2009.
- [24] M. Arrebola, L. de Haro, J. A. Encinar, and L. F. de la Fuente, "Contoured-beam gregorian antenna with a reflectarray as subreflector," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pp. 1–6, Nov 2007.
- [25] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "X-band reflectarray antenna with switching-beam using pin diodes and gathered elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5700–5708, Dec 2012.

- [26] J. A. Encinar, L. S. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castaner, J. L. Besada-Sanmartin, H. Baier, and H. Legay, "Dual-polarization dual-coverage reflectarray for space applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 2827–2837, Oct 2006.
- [27] R. Florencio, R. R. Boix, E. Carrasco, J. A. Encinar, M. Barba, and G. Pérez-Palomino, "Broadband reflectarrays made of cells with three coplanar parallel dipoles," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 3, pp. 748–753, 2014.
- [28] G. Perez-Palomino, P. Baine, R. Dickie, M. Bain, J. A. Encinar, R. Cahill, M. Barba, and G. Toso, "Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarray elements with improved bandwidth in f-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1704–1713, April 2013.
- [29] C. Tienda, J. A. Encinar, M. Arrebola, M. Barba, and E. Carrasco, "Design, manufacturing and test of a dual-reflectarray antenna with improved bandwidth and reduced cross-polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1180–1190, March 2013.
- [30] J. Zornoza, J. Encinar, M. Frantz, L. Datashvili, H. Baier, M. Sierra-Castaner, P. Caballero, and J. Besada, "Experimental demonstration of conoured beam reflectarrays for satellite applications," *ITG FACHBERICHT*, pp. 229–232, 2003.
- [31] J. A. Zornoza and J. A. Encinar, "Efficient phase-only synthesis of contoured-beam patterns for very large reflectarrays," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 14, no. 5, pp. 415–423, 2004.
- [32] P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "Radiation analysis approaches for reflectarray antennas [antenna designer's notebook]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, pp. 127–134, Feb 2013.
- [33] S. V. Hum, M. Okoniewski, and R. J. Davies, "Modeling and design of electronically tunable reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 2200–2210, Aug 2007.
- [34] J. Y. Lau and S. V. Hum, "A planar reconfigurable aperture with lens and reflectarray modes of operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 3547–3555, Dec 2010.
- [35] S. V. Hum, G. McFeetors, and M. Okoniewski, "Integrated mems reflectarray elements," in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–6, Nov 2006.
- [36] T. H. Legay, "reseau rayonnant reconfigurable," E. Patent, Ed., EP2127025B1, 2006.
- [37] H. Legay, B. Salome, E. Labiole, M. A. Milon, D. Cadoret, R. Gillard, R. Chaharmir, and J. Shaker, "Reflectarrays for satellite telecommunication antennas," in *Antennas*

- and Propagation, 2007. *EuCAP 2007. The Second European Conference on*, pp. 1–6, Nov 2007.
- [38] C. G. M. Ryan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon, “A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1486–1493, May 2010.
 - [39] J. Shaker, M. R. Chaharmir, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, “Reflectarray research at the communications research centre canada,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, pp. 31–52, Aug 2008.
 - [40] J. Huang, “Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest*, vol. 1, pp. 582–585 vol.1, June 1995.
 - [41] M. E. Cooley, J. F. Walker, D. G. Gonzalez, and G. E. Pollon, “Novel reflectarray element with variable phase characteristics,” *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 144, pp. 149–151, Apr 1997.
 - [42] V. F. Fusco, “Mechanical beam scanning reflectarray,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 3842–3844, Nov 2005.
 - [43] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, “Reconfigurable patch antennas for steerable reflectarray applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 1388–1392, May 2006.
 - [44] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, and O. Hashimoto, “60-ghz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 2524–2531, July 2011.
 - [45] J. O. McSpadden, L. Fan, K. Chang, and J. Huang, “Ka-band beam steering reflectarray study,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1999. IEEE*, vol. 3, pp. 1662–1665 vol.3, July 1999.
 - [46] O. Bayraktar, O. A. Civi, and T. Akin, “Beam switching reflectarray monolithically integrated with rf mems switches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 854–862, Feb 2012.
 - [47] R. R. Romanofsky, “Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 1968–1975, Oct 2007.
 - [48] E. Carrasco, M. Tamagnone, and J. Perruisseau-Carrier, “Tunable graphene reflective cells for thz reflectarrays and generalized law of reflection,” in *Applied Physics Letters*, vol. 102, pp. 104103–1–104103–4, 2013.

- [49] P. P. de la Torre, M. Sierra-Castaner, and M. Sierra-Perez, "Design of a double array lens," in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, Nov 2006.
- [50] W. E. Kock, "Path-length microwave lenses," *Proceedings of the IRE*, vol. 37, pp. 852–855, Aug 1949.
- [51] D. M. Pozar, "Flat lens antenna concept using aperture coupled microstrip patches," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 2109–2111, Nov 1996.
- [52] J. Y. Lau and S. V. Hum, "Analysis and characterization of a multipole reconfigurable transmitarray element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 70–79, Jan 2011.
- [53] J. Y. Lau and S. V. Hum, "Design and characterization of a 6x6 planar reconfigurable transmitarray," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, April 2010.
- [54] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "1-bit reconfigurable unit cell based on pin diodes for transmit-array applications in x-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 2260–2269, May 2012.
- [55] M. Al-Joumayly and N. Behdad, "A new technique for design of low-profile, second-order, bandpass frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 452–459, Feb 2009.
- [56] L. Boccia, I. Russo, G. Amendola, and G. D. Massa, "Preliminary results on tunable frequency selective surface for beam steering transmit-array applications," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 1002–1005, April 2011.
- [57] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, "A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 4033–4041, Dec 2010.
- [58] C. C. Cheng and A. Abbaspour-Tamijani, "Study of 2-bit antenna ndash ;filter ndash ;antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 4498–4506, Dec 2006.
- [59] C. C. Cheng, B. Lakshminarayanan, and A. Abbaspour-Tamijani, "A programmable lens-array antenna with monolithically integrated mems switches," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1874–1884, Aug 2009.
- [60] A. Clemente, L. Dussopt, B. Reig, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "1-bit mems based reconfigurable unit-cell for transmit-array antennas at x-band frequencies," in

Proceedings of 13th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE 2012), 2012.

- [61] H. R. Shea, "Reliability of mems for space applications," in *Moems-mems 2006 micro and nanofabrication*, pp. 61110A–61110A, International Society for Optics and Photonics, 2006.
- [62] X. Xiong, Y. L. Wu, and W. B. Jone, "Material fatigue and reliability of mems accelerometers," in *2008 IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance of VLSI Systems*, pp. 314–322, Oct 2008.
- [63] J. Dhennin, D. Lellouchi, and F. Pressecq, "How to evaluate the reliability of mems devices without standards," in *Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), 2015 Symposium on*, pp. 1–3, April 2015.
- [64] T. Jiang, Z. Wang, D. Li, J. Pan, B. Zhang, J. Huangfu, Y. Salamin, C. Li, and L. Ran, "Low-dc voltage-controlled steering-antenna radome utilizing tunable active metamaterial," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 170–178, Jan 2012.
- [65] M. Sazegar, Y. Zheng, C. Kohler, H. Maune, M. Nikfalazar, J. R. Binder, and R. Jakoby, "Beam steering transmitarray using tunable frequency selective surface with integrated ferroelectric varactors," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5690–5699, Dec 2012.
- [66] "Jamming no mere nuisance for middle east satellite." <http://www.spacenews.com/article/jammingno-mere-nuisance-middle-east-satellite-operators>, 09 2016.
- [67] H. Rausch, "Jamming commercial satellite communications during wartime an empirical study," in *Fourth IEEE International Workshop on Information Assurance (IWIA'06)*, pp. 8 pp.–118, April 2006.
- [68] R. N. Ghose, *Interference mitigation : theory and application*. New York : IEEE Press, 6 ed., 1996.
- [69] M. A. A. Dahab and M. M. M. Y. Omar, "Two partially adaptive antenna array techniques for interference elimination," in *Radio Science Conference, 2000. 17th NRSC '2000. Seventeenth National*, pp. B15/1–B15/8, 2000.
- [70] P. Vouras and J. de Graaf, "Measured transmit nulling performance in wideband arrays," in *2012 IEEE Radar Conference*, pp. 0995–0998, May 2012.
- [71] A. D. Monk and P. J. B. Clarricoats, "Reconfigurable reflector antenna producing pattern nulls," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, pp. 121–128, Apr 1995.

- [72] G. A. T. W. L. Stutzman, *Antenna theory and Design*. Wiley, 2nd ed., 1998.
- [73] Y. Rahmat-Samii, "Useful coordinate transformations for antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, pp. 571–574, Jul 1979.
- [74] Y. Lo, "On the beam deviation factor of a parabolic reflector," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, pp. 347–349, May 1960.
- [75] H. Nematollahi and J.-J. Laurin, "In flight reconfigurable reflector antenna based on transmit-array feeding system,," in *33rd ESA Antenna Workshop on Challenges for Space Antenna Systems*, (Noordwijk, The Netherlands), October 2011.
- [76] E. M. Barba and J.A.Encinar, "Suitable planar transmit-arrays in x-band," in *European Conference on Antennas and Propagation*, (Nice, France), pp. pp.1201–1205, November 2006.
- [77] A. Munoz-Acevedo, P. Padilla, and M. Sierra-Castaner, "Ku band active transmitarray based on microwave phase shifters," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1201–1205, March 2009.
- [78] J. Vian and Z. Popovic, "Smart lens antenna arrays," in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 129–132 vol.1, May 2001.
- [79] J. Y. Lau and S. V. Hum, "A wideband reconfigurable transmitarray element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 1303–1311, March 2012.
- [80] H. Kaouach, L. Dussopt, R. Sauleau, and T. Koleck, "X-band transmit-arrays with linear and circular polarization," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, April 2010.
- [81] N. Gagnon, A. Petosa, and D. A. McNamara, "Thin microwave quasi-transparent phase-shifting surface (pss)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 1193–1201, April 2010.
- [82] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, "Wideband planar microwave lenses using sub-wavelength spatial phase shifters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 4542–4552, Dec 2011.
- [83] B. A. Munk, *Frequency-Selective surfaces : Theory and Design*. New York : Wiley-Interscience, 2000.
- [84] N. Gagnon, A. Petosa, and D. A. McNamara, "Comparison of 2-, 3- and 4-layer phase shifting surface lens antennas," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1168–1169, July 2013.
- [85] A. H. Abdelrahman, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "Transmission phase limit of multilayer frequency-selective surfaces for transmitarray designs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 690–697, Feb 2014.

- [86] A. H. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "Analysis and design of wideband transmitarray antennas with different unit-cell phase ranges," in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 1266–1267, July 2014.
- [87] M. A. Joyal and J. J. Laurin, "Design of thin circular polarizers," in *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, pp. 2653–2656, July 2011.
- [88] Y. Qian and T. Itoh, "Planar periodic structures for microwave and millimeter wave circuit applications," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, vol. 4, pp. 1533–1536 vol.4, June 1999.
- [89] J. L. H. Nematollahi, "Reconfigurable reflector antenna based on transmit-array feeding system with a study on the phase discretization of the transmit-array," in *30th International Communication Satellite Systems Conference*, (Ottawa, Canada), September 2012.
- [90] J. Y. Lau and S. V. Hum, "Reconfigurable transmitarray design approaches for beam-forming applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5679–5689, Dec 2012.
- [91] F. Venneri, S. Costanzo, and G. D. Massa, "Design and validation of a reconfigurable single varactor-tuned reflectarray," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 635–645, Feb 2013.
- [92] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "Wideband 400-element electronically reconfigurable transmitarray in x band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5017–5027, Oct 2013.
- [93] P. Padilla, A. Munoz-Acevedo, M. Sierra-Castaner, and M. Sierra-Perez, "Electronically reconfigurable transmitarray at ku band for microwave applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 2571–2579, Aug 2010.
- [94] M. Zhou, S. B. Sorensen, O. Borries, and E. Jorgensen, "Analysis and optimization of a curved transmit-receive contoured beam reflectarray," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–5, May 2015.
- [95] K. Pham, N. T. Nguyen, A. Clemente, L. D. Palma, L. L. Coq, L. Dussopt, and R. Sauleau, "Design of wideband dual linearly polarized transmitarray antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 2022–2026, May 2016.
- [96] P. Padilla, A. Munoz-Acevedo, and M. Sierra-Castaner, "Passive microstrip transmitarray lens for ku band," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–3, April 2010.

- [97] A. H. Abdelrahman, P. Nayeri, A. Z. Elsherbeni, and F. Yang, "Bandwidth improvement methods of transmitarray antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 2946–2954, July 2015.
- [98] M. N. Jazi, M. R. Chaharmir, J. Shaker, and A. R. Sebak, "Broadband transmitarray antenna design using polarization-insensitive frequency selective surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 99–108, Jan 2016.
- [99] H. Nematollahi, J. J. Laurin, J. E. Page, and J. A. Encinar, "Design of broadband transmitarray unit cells with comparative study of different numbers of layers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 1473–1481, April 2015.
- [100] O. M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, and G. Panariello, "Intersection approach to array pattern synthesis," *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 137, pp. 349–357, Dec 1990.
- [101] G. Liu, H. j. Wang, J. s. Jiang, F. Xue, and M. Yi, "A high-efficiency transmitarray antenna using double split ring slot elements," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1415–1418, 2015.
- [102] S. F. Razavi, S. Xu, T. Brockett, and Y. Rahmat-Samii, "The spillover effect on the directivity calculation of reflector antennas in planar near-field measurements [measurements corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, pp. 124–134, Dec 2009.
- [103] F. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, and J. Huang, "Transmitarray antennas : an overview," in *USNC/URSI Radio Science Meeting*, (Spokane, Washington, USA), July 2011.
- [104] N. Gagnon, A. Petosa, and D. A. McNamara, "Research and development on phase-shifting surfaces (psss)," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, pp. 29–48, April 2013.
- [105] E. Plaza, G. Leon, S. Loredó, and F. Las-Heras, "A simple model for analyzing transmitarray lenses," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, pp. 131–144, April 2015.

ANNEXE A Calcul du diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique par la méthode d'intégration de courants sur la surface du réflecteur

L'optique physique est utilisée pour déterminer les courants induits sur le réflecteur par la source. Le diagramme de rayonnement en champ lointain est ensuite calculé par l'intégration de ces courants sur la surface du réflecteur. Les calculs inclus dans cette section présentent le cas d'un cornet déplacé du point focal. Pour le calcul de champ lointains d'un réflecteur illuminé par un réseau transmetteur, le même principe est utilisé en remplaçant le cornet déplacé par un nombre N^2 de sources simulant chaque élément du RT, placés avec des décalages définis par la matrice de placement des éléments du réseau. La procédure à suivre est montrée dans (A.1). La première étape est de calculer le champ incident sur le réflecteur.

$$\vec{E}_{source} \rightarrow \vec{E}_{incident \text{ sur le réflecteur}} \rightarrow \vec{J}_{surface \text{ du réflecteur}} \rightarrow \vec{A} \rightarrow \vec{E}_{Rayonné} \quad (\text{A.1})$$

Définition des systèmes de coordonnées et transformations

La figure (A.1) montre les systèmes de coordonnées utilisés pour le calcul de champ lointain. L'origine du système de coordonnées du réflecteur (indices r) est placé sur le point focal. Dans le cas de cornet déplacé, l'origine du système de coordonnées de la source est placée sur le cornet déplacé. Dans le cas d'éclairage de la parabole par les éléments du réseau transmetteur, chaque élément agit comme source avec des indices (m, n) , représentant l'emplacement de la cellule rayonnante. Le champ lointain est défini dans un système de coordonnées centré sur le point focal et représenté par l'indice p . Les équations (A.3) montrent la relation entre ces systèmes de coordonnées.

$$\begin{aligned} \hat{x}_r &= \hat{x}_s = \hat{x}_p \\ \hat{y}_r &= \hat{y}_s = -\hat{y}_p \\ \hat{z}_r &= \hat{z}_s = -\hat{z}_p \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Le champ incident sur le réflecteur est calculé dans les coordonnées de la source. Le courant sur le réflecteur dans les coordonnées du réflecteur, et le champ lointain dans le système de coordonnée p . Des transformation de coordonnées sont nécessaires. Pour la transformation

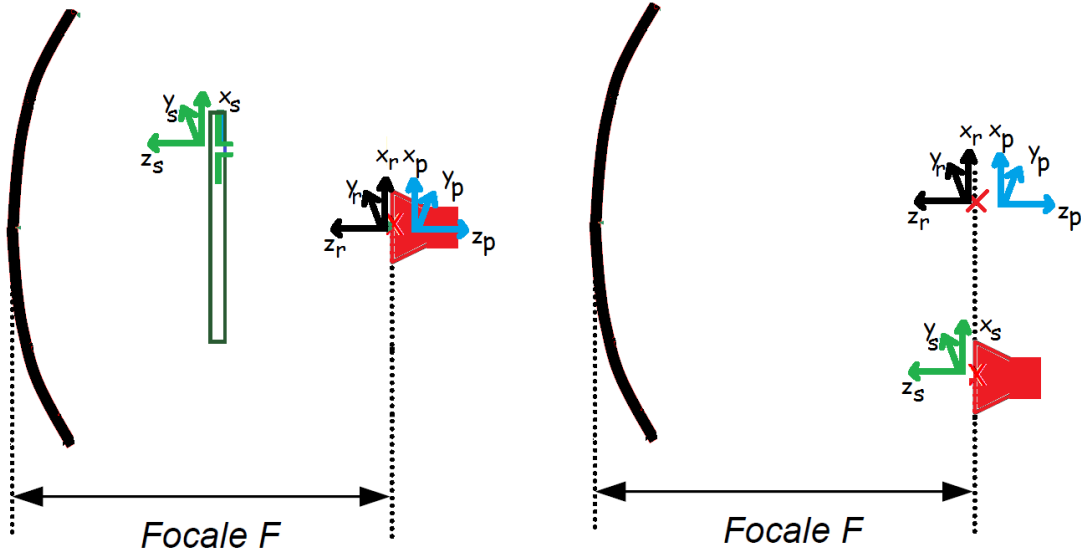


Figure A.1 Systèmes de coordonnées utilisés pour le calcul de champs lointain d'un réflecteur illuminé par un cornet et un RT.

de référence source - réflecteur :

$$r_r = \frac{2F}{1 + \cos\theta_r} \quad (\text{A.3})$$

Pour une source décalée, r_f indique l'emplacement de la source.

$$\begin{aligned} \vec{r}_s &= \vec{r}_r - \vec{r}_f = \hat{x}_r r_r \sin\theta_r \cos\varphi_r + \hat{y}_r r_r \sin\theta_r \sin\varphi_r + \hat{z}_r r_r \cos\theta_r - x_f \vec{x}_r - y_f \vec{y}_r \\ \vec{r}_s &= \hat{x}_r (r_r \sin\theta_r \cos\varphi_r - x_f) + \hat{y}_r (r_r \sin\theta_r \sin\varphi_r - y_f) + \hat{z}_r (r_r \cos\theta_r) \\ r_s &= \sqrt{r_r^2 + x_f^2 + y_f^2 - 2r_r \sin\theta_r (x_f \cos\varphi_r + y_f \sin\varphi_r)} \\ \theta_s &= \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{r_{sx}^2 + r_{sy}^2}}{r_{sz}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{(r_r \sin\theta_r \cos\varphi_r - x_f)^2 + (r_r \sin\theta_r \sin\varphi_r - y_f)^2}}{r_r \cos\theta_r} \right) \\ \varphi_s &= \tan^{-1} \frac{r_{sy}}{r_{sx}} = \tan^{-1} \left(\frac{r_r \sin\theta_r \sin\varphi_r - y_f}{r_r \sin\theta_r \cos\varphi_r - x_f} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Les calculs en champ lointain et l'intégration des courants sur la surface du réflecteur sont effectués en coordonnées sphériques. Cependant, pour faciliter les transformations de systèmes de coordonnées, le système cartésien est utilisé.

Calcul des champs incidents sur le réflecteur Dans le cas d'alimentation par cornet à

diagramme suivant la loi $\cos^q\theta$, le champ incident peut être approximé par :

$$\vec{E}_i = V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{r_s} [C_E(\theta_s) \cos\varphi_s \hat{\theta}_s - C_H(\theta_s) \sin\varphi_s \hat{\varphi}_s] \quad (\text{A.5})$$

Où $C_E(\theta_s) = \cos^q(\theta_s)$ et $C_H(\theta_s) = \cos^q(\theta_s)$ Le champ est exprimé dans le système de coordonnées de la source, d'où les indices s .

Le champ magnétique incident, nécessaire au calcul de courants de surface, est calculé par l'équation (A.6).

$$\vec{H}_i(r_s) = \frac{1}{\eta} V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{r_s} \begin{vmatrix} \hat{r}_s & \hat{\theta}_s & \hat{\varphi}_s \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & E_{\theta_s} & E_{\varphi_s} \end{vmatrix} = V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{\eta r_s} (\hat{\theta}_s C_H(\theta_s) \sin\varphi_s + \hat{\varphi}_s C_E(\theta_s) \cos\varphi_s) \quad (\text{A.6})$$

Transformation en coordonnées cartésiennes :

$$\begin{aligned} \hat{r} &= \hat{x} \sin\theta \cos\varphi + \hat{y} \sin\theta \sin\varphi + \hat{z} \cos\theta \\ \hat{\theta} &= \hat{x} \cos\theta \cos\varphi + \hat{y} \cos\theta \sin\varphi - \hat{z} \sin\theta \\ \hat{\varphi} &= -\hat{x} \sin\varphi + \hat{y} \cos\varphi \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Donc :

$$\begin{aligned} \vec{H}_i(r_s) &= V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{\eta r_s} (\hat{x}_s \cos\theta_s \cos\varphi_s + \hat{y}_s \cos\theta_s \sin\varphi_s - \hat{z}_s \sin\theta_s) C_H(\theta_s) \sin\varphi_s + \\ &(-\hat{x}_s \sin\varphi_s + \hat{y}_s \cos\varphi_s) C_E(\theta_s) \cos\varphi_s = \\ &V_0 \frac{e^{-j\beta r_s}}{\eta r_s} (\hat{x}_s (C_H(\theta_s) \cos\theta_s \cos\varphi_s \sin\varphi_s - C_E(\theta_s) \sin\varphi_s \cos\varphi_s) + \\ &\hat{y}_s (C_H(\theta_s) \cos\theta_s \sin^2\varphi_s + C_E(\theta_s) \cos^2\varphi_s) - \hat{z}_s (C_H(\theta_s) \sin\theta_s \sin\varphi_s)) \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Calcul des courants de surfaces sur le réflecteur

Le vecteur unitaire de la surface parabolique est défini dans (A.9).

$$\hat{n} = -\hat{r}_s \cos\frac{\theta_s}{2} + \hat{\theta}_s \sin\frac{\theta_s}{2} = \hat{x}_s \cos\varphi_s \sin(-\frac{\theta_s}{2}) + \hat{y}_s \sin(-\frac{\theta_s}{2}) - \hat{z}_s \cos(\frac{\theta_s}{2}) \quad (\text{A.9})$$

$$J_s = 2\hat{n} \times H_i = 2 \begin{vmatrix} \hat{x}_r & \hat{y}_r & \hat{z}_r \\ n_x & n_y & n_z \\ H_x & H_y & H - z \end{vmatrix} = 2(\hat{x}(n_y H_z - n_z H_y) - \hat{y}(n_x H_z - n_z H_x) + \hat{z}(n_x H_y - n_y H_x)) \quad (\text{A.10})$$

$$J_{sx} = 2V_0 \frac{e^{-j\beta(r_s)}}{\eta r_s} \left(C_H(\theta_s) \sin \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \sin \theta_s \sin \varphi_s + C_H(\theta_s) \cos \frac{\theta_r}{2} \cos \theta_s \sin^2 \varphi_s \right. \\ \left. + C_E(\theta_s) \cos \frac{\theta_r}{2} \cos^2 \varphi_s \right) \quad (\text{A.11})$$

$$J_{sy} = 2V_0 \frac{e^{-j\beta(r_s)}}{\eta r_s} \left(-C_H(\theta_s) \cos \frac{\theta_r}{2} \cos \theta_s \cos \varphi_s \sin \varphi_s + C_E(\theta_s) \cos \frac{\theta_r}{2} \sin \varphi_s \cos \varphi_s \right. \\ \left. - C_H(\theta_s) \cos \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \sin \theta_s \sin \varphi_s \right) \quad (\text{A.12})$$

$$J_{sz} = 2V_0 \frac{e^{-j\beta(r_s)}}{\eta r_s} \left(-C_H(\theta_s) \cos \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \cos \theta_s \sin^2 \varphi_s - C_E(\theta_s) \cos \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \cos^2 \varphi_s \right. \\ \left. + C_H(\theta_s) \sin \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \cos \theta_s \cos \varphi_s \sin \varphi_s - C_E(\theta_s) \sin \varphi_r \sin \frac{\theta_r}{2} \sin \varphi_s \cos \varphi_s \right) \quad (\text{A.13})$$

Calcul du champ électrique rayonné

Le champ lointain du réflecteur est calculé à partir du courant de surface calculé dans la section précédente.

$$\vec{E} = -jk\eta(\bar{\bar{I}} + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla) \int \int \vec{J}(r') \frac{e^{-jk\|\vec{r}' - \vec{r}\|}}{4\pi \|\vec{r}' - \vec{r}\|} ds \\ = -jk\eta(\bar{\bar{I}} + \hat{r}_p \hat{r}_p) \int \int \vec{J}_s(r_s) \frac{e^{-jk\|\vec{r}'_p - \vec{r}'_r\|}}{4\pi \|\vec{r}'_p - \vec{r}'_r\|} ds \quad (\text{A.14})$$

L'approximation des rayons parallèles est utilisée pour l'exposant :

$$\| r_p - r_r \| = r_p - r_r \cdot \hat{r}_p \quad (\text{A.15})$$

En remplaçant :

$$\begin{aligned}
\hat{x}_p &= \hat{x}_r, \quad \hat{y}_p = -\hat{y}_r, \quad \hat{z}_p = -\hat{z}_r \\
r_r \cdot \hat{r}_p &= \hat{x}_r(r_r \sin \theta_r \cos \varphi_r \sin \theta_p \cos \varphi_p) - \hat{y}_r(r_r \sin \theta_r \sin \varphi_r \sin \theta_p \sin \varphi_p) - \hat{z}_r(r_r \cos \theta_r \cos \theta_p) \\
ds &= r_r^2 \sec \frac{\theta_r}{2} \sin \theta_r d\theta_r d\varphi_r \\
\vec{A}_x &= \int \int \vec{J}_{sx} e^{-jk r_r \cdot \hat{r}_p} ds \\
\vec{A}_y &= \int \int \vec{J}_{sy} e^{-jk r_r \cdot \hat{r}_p} ds \\
\vec{A}_z &= \int \int \vec{J}_{sz} e^{-jk r_r \cdot \hat{r}_p} ds \\
\vec{A} &= \hat{x}_r A_x + \hat{y}_r A_y + \hat{z}_r A_z
\end{aligned} \tag{A.16}$$

Le vecteur de potentiel \vec{A} est défini dans le système de coordonnées du réflecteur, puisqu'il est calculé à partir des courants de surfaces, définis dans ce système de coordonnées.

$$\begin{aligned}
\vec{E} &= -jk\eta \frac{e^{-jk r_p}}{4\pi r_p} (\vec{\bar{I}} - \hat{r}_p \hat{r}_p) \int \int \vec{J}_s(r_s) e^{-jk r_r \cdot \hat{r}_p} ds = -jk\eta \frac{e^{-jk r_p}}{4\pi r_p} (\vec{\bar{I}} - \hat{r}_p \hat{r}_p) \cdot \vec{A} \\
&= -jk\eta \frac{e^{-jk r_p}}{4\pi r_p} (\vec{A} - \hat{r}_p (\hat{r}_p \cdot \vec{A})) \\
\hat{r}_p &= \hat{x}_p \sin \theta_p \cos \varphi_p + \hat{y}_p \sin \theta_p \sin \varphi_p + \hat{z}_p \cos \theta_p = \hat{x}_r \sin \theta_p \cos \varphi_p - \hat{y}_r \sin \theta_p \sin \varphi_p - \hat{z}_r \cos \theta_p \\
\hat{r}_p \cdot \vec{A} &= A_x \sin \theta_p \cos \varphi_p - A_y \sin \theta_p \sin \varphi_p - A_z \cos \theta_p
\end{aligned} \tag{A.17}$$

Et finalement les champ rayonnées sont calculés dans l'équation (A.18)

$$\begin{aligned}
\vec{E}_x^{rad}(\theta_p, \varphi_p) &= -jk\eta \frac{e^{-jk r_p}}{4\pi r_p} (\vec{\bar{I}} - \hat{r}_p \hat{r}_p) \int \int \vec{J}_s(r_s) e^{-jk r_r \cdot \hat{r}_p} ds = -jk\eta \frac{e^{-jk r_p}}{4\pi r_p} (\vec{\bar{I}} - \hat{r}_p \hat{r}_p) \cdot \vec{A} \\
&= -jk\eta \frac{e^{-jk r_p}}{4\pi r_p} (\vec{A} - \hat{r}_p (\hat{r}_p \cdot \vec{A}))
\end{aligned} \tag{A.18}$$